



Intersymbolinterferens – Et problem i TETRA?

En studie i multipath miljø

Hovedoppgave
ved
sivilingeniørutdanning i
informasjons- og kommunikasjonsteknologi

av
Svein Oddvar Tranås

Grimstad, Mai 2000

Forord

Rapporten er et resultat av hovedoppgave utført ved Høgskolen i Agder i vårsemesteret 2000.

I de siste årene har det vært en sterk vekst i utvikling av mobil kommunikasjon og mobil-radio kommunikasjonssystemer. Mange nye anvendelsesområder er skapt gjennom ny teknologi, men for tradisjonelle bruksområder er de mange nye tilgjengelige tjenestene av stor betydning. Den økende mengden med nye tjenester og muligheter gjennom mobil teknologi stiller sterke krav til de tilgjengelige transmisjonssystemene.

Denne hovedoppgaven har tatt utgangspunkt i en European Telecommunications Standards Institute(ETSI) standard for mobilradio kommunikasjon som betegnes TETRA(Terrestrial Truncated Radio System). Basisen for oppgaven var å se på, og eventuelt bekrefte eller avkrefte, hvorvidt lange radioreflekser i et TETRA multipath miljø kan skape transmisjonsproblemer. I tillegg vurdere om intersymbol interferens kan være et problem i denne sammenhengen.

Oppgaven er gitt av Thomas Haslestad ved Telenor FoU – Grimstad. Han var også min veileder under arbeidet med oppgaven.

Takk til Thomas for oppmuntrende ord og veiledning under veis.

Takk også til Ragnar Johnsen ved HiA Grimstad for velvillig bistand i forbindelse med programverktøyet LabView, og for at han ga meg tillatelse til å bruke "basisen" i en egenutviklet simuleringsmodell.

Grimstad 29. mai 2000

Svein Oddvar Tranås

Innhold

FORORD.....	1
INNHold	3
SAMMENDRAG	5
AKRONYMER.....	6
1 INNLEDNING	7
1.1 BAKGRUNN OG MOTIV	7
1.2 AVGRENSNING AV OPPGAVEN.....	7
1.3 MÅL.....	7
1.4 METODE.....	8
1.5 TIDSPPLAN.....	8
2 TETRA	9
2.1 TEKNOLOGIEN OG STANDARDEN	9
2.2 KORT OM TETRA VS GSM	10
2.3 NETTVERKSARKITEKTUR FOR TETRA.....	11
2.4 RADIOGRENSSESNIITTET.....	11
2.4.1 Rammestruktur.....	12
2.5 DIGITAL SIGNALKODING/AKSESSMETODER	14
2.5.1 Generelt om digital signalkoding	14
2.5.2 FDMA – Frekvensdelt multippel aksess.....	14
2.5.3 CDMA – Kodedelt multippel aksess.....	15
2.5.4 TDMA – Tidsdelt multippel aksess.....	15
2.5.5 Valg av aksessmetode.	15
2.6 MODULASJONSMETODER.....	16
2.6.1 Generelt om modulasjonsmetoder	16
2.6.2 Phase-shift keying(PSK).....	17
/4-DQPSK.....	17
2.6.4 Modulasjonsmetode i TETRA	18
2.7 SENDER OG MOTTAKER FUNKSJONER	19
2.7.1 Modulatoren	20
2.7.2 Demodulatoren.....	20
2.8 TALE- OG KANALKODING I TETRA.....	21
3 EN TRANSMISJONSMODELL.....	23
4 INTERFERENS OG MULTIPATH-PROBLEMATIKK	24
4.1.1 Interferens undertrykking	26
4.1.2 Interferens begrenset	26
5 INTERSYMBOL INTERFERENS, ISI.....	26
5.1 INNLEDNING	26
5.2 FLERKANAL SPREDNING	26
5.3 FADINGMEKANISMER	26
5.4 HVA ER INTERSYMBOL INTERFERENS OG HVORDAN OPPSTÅR ISI?	27
5.5 NYQUIST TEOREMET OG ISI.....	28
5.6 ØYEDIAGRAMMET	29
5.6.1 Den vertikale åpningen i øyediagrammet.....	29
5.6.2 Den horisontale åpningen i øyediagrammet.....	29
6 TEORETISKE BEREGNINGER.....	30
6.1 FLERKANAL SPREDNING	30

6.2	DEMPNING, REFLEKSJON OG DIFFRAKSJON AV RADIOSIGNALER.	30
6.3	RAYLEIGH FADING	37
7	SIMULERINGER	38
7.1	INNLEDNING	38
7.2	PROGRAMVARE.....	38
7.3	BESKRIVELSE AV MODELLEN.....	38
7.3.1	Frontpanelet	39
7.4	ANTAGELSER/FORUTSETNINGER/BEGRENSNINGER	40
7.5	RESULTATER FRA SIMULERINGENE.....	40
8	FORSLAG TIL VIDERE ARBEIDE.....	48
9	FORSLAG TIL FORBEDRINGER / ELIMINERING AV ISI I TETRA.....	48
	KONKLUSJON.....	49
	OPPGAVEDEFINISJON.....	51
	APPENDIX 1	
	APPENDIX 2	
	APPENDIX 3	
	APPENDIX 4	
	APPENDIX 5	
	APPENDIX 6	
	APPENDIX 7	
	APPENDIX 8	
	APPENDIX 9	

Sammendrag

Bakgrunnen for denne rapporten var et fremsatt ønske om å foreta en undersøkelse om hvorvidt lange radioreflekser i et multipath miljø kunne forårsake intersymbol interferens. Det skulle fokuseres på Terrestrial Trunked Radio (TETRA) standarden.

Rapporten begynner med en gjennomgang av de aktuelle teknologiene som er viktige for gjennomføring av oppgaven. De viktigste teknologiene er TETRA standarden, aksess- og modulasjonsmetoder.

TETRA er en avansert standard for digitalt mobilradiosystem med integrerte tale- og datatjenester. Mange av de samme prinsippene som Global System for Mobile communications (GSM) bygger på finner man igjen i TETRA. Til tross for mange likheter har det ikke vært en målsetting at TETRA skulle være, eller bli, en konkurrent til GSM-systemet. Tvert i mot, TETRA skal utfylle og dekke de manglende funksjonene i GSM, [1]. Utgangspunktet for TETRA standarden var at det skulle bli et erstatningssystem for analoge VHF og UHF private mobilradio systemer (PMR). De analoge PMR systemene baserte seg på konvensjonell virksomhet, dvs at spesifikke brukergrupper fikk tildelt kommunikasjonskanaler og at brukerne selv valgte kanal ved behov.

TETRA standarden vil bli benyttet som felles standard for mobilradio systemer for rednings- og nødetater i de fleste europeiske land.

Interferens oppstår oftest som et resultat av at radiobølger reflekteres på grunn av landskapets topologi, eller av bygninger og gjenstander som befinner seg i senderens og mottakerens miljø. Flerveis spredning er et begrep i denne sammenheng. Hovedproblemet som interferens forårsaker er forvrenging og korruptering av radiosignaler.

Ved å observere et symbol over dets periode vil man se at ikke bare den symbolinformasjonen man er interessert i fremkommer, men også informasjon fra tidligere symboler. Grunnen til dette er at det binære symbolet pulsformes ved filtrering og derved "trekkes" de utover dets egentlige båndbredde og over i neste bit. Dette fenomenet kalles intersymbol interferens.

Videre i rapporten finnes det beregninger med utgangspunkt i den såkalte "*frittromsmodellen*" som beskriver signalsvekking over en distanse d mellom en sender og en mottaker.

Det er også beskrivelser av en simuleringsmodell som er brukt for å vise prinsippielt hva som skjer når to reflekterte signaler ankommer mottakeren med varierende parametre, dvs ulik amplitude, forsinkelse og vinkel. Resultatene fra simuleringene finnes i del 7. I følge teorien er det omtrent et krav at systemer som opererer med TDMA-aksess har implementert kanalutjevner. Det finnes tre klassifiseringer av TETRA-mottakere; A, B og E. Det er kun klasse E mottakere som er (tenkt) utstyrt med kanalujevner. De to andre klassene har det ikke og grunnen er nok den relativt lave bitraten, 36 kb/s, i kombinasjon med frekvensområdet 380 – 420 MHz.

I store flate landskapsområder uten vesentlige fjellpartier fungerer nok utstyret uten problemer, men i landskap med topologi som f eks her i Norge kan det tenkes at flerveis spredning kan stedvis være et problem.

Av beregningene og simuleringene som er utført vil, basert på de to sterkeste signalene og nLoS, problemer oppstå når signalene har en Δt i området 0 – 0,12 ms.

Akronymer

(A)CELP	- (Algebraic) Code-Excited Linear Predictiv (kodings algoritme for tale)
Autonom	- selvstyrende (kan operere på egen hånd)
BER	- Bit Error Rate
BS	- Basestasjon
DMO	- Direct Mode Operation, signalering standard for direkte forbindelse (samtale) mellom to terminaler
DQPSK	- Differential Quaternary Phase Shift Keying
ETSI	- European Telecommunications Standards Institute
Handover	- Beskrivelse for det som skjer når en mobiltelefon veksler fra en basestasjon til en annen.
ISI	- Intersymbolinterferens
LoS	- Line of Sighth
nLoS	- no Line of Sighth
LPC	- Linear Predictiv Coding
MER	- Message Error Rate
MS	- Mobilstasjon
PAM	- Puls Amplitude Modulation
PAMR	- Public Access Mobile Radio
PMR	- Privat/Profesjonell mobilradio
PUEM	- Probability of Undetected Erroneous Message
SACCH	- Slow Associated Control Channel
TCH/S	- Traffic Channel/Speech
TDMA	- Tidsdelt multippel aksess
TETRA	- Terrestrial Trunked Radio (ETSI standard for digital "trunking")
Trunking	- Tildeling av radioressurser ved behov

1 INNLEDNING

1.1 Bakgrunn og motiv

TETRA er på vei til å bli implementert som et felles mobilradiosystem for nødetatene i Norge. Det er opprettet et prosjekt i regi av Justis- og politidepartement, med betegnelsen *RBA-prosjektet*. (RBA; Rednings- og beredskapsavdelingen)

Selv om kjernen i denne rapporten dreier seg om intersymbol interferens (ISI) var det nødvendig for å forstå mekanismer rundt ISI å sette seg litt inn i TETRA og teknologien generelt. Mobil radiokommunikasjon har en viss beslektning med radiolinjekommunikasjon, som jeg hadde en viss erfaring med fra tidligere. Innsikt i TETRA gir grunnleggende forståelse for mobilkommunikasjon generelt. Dette emnet består av en god del tung teori, ikke minst på det matematiske planet. Jeg hadde meget liten kjennskap til teknologier og prinsipper som ligger bak (digital-)mobilkommunikasjon fra tidligere. Faktisk var noe av undervisningen i faget IKT2300 Mobilkommunikasjon ved HiA høsten -99 mitt første møte med noen av de grunnleggende begreper og prinsipper innen emnet. Jeg så på oppgaven som en god mulighet for å lære mere om emnet generelt men også gå litt dypere på spesifikke områder.

1.2 Avgrensning av oppgaven

Det viste seg etterhvert at oppgavens del 2 som skulle omhandle diverse tester og målinger ikke ville la seg gjennomføre. Dette skyldtes blant annet at installasjonen av TETRA test-siten, som skulle installeres hos Telenor FoU, kom igang meget forsinket i forhold til hva som var planlagt da oppgaven ble gitt. Beslutningen om derfor å la denne delen utgå ble tatt i samråd med veileder. Som erstatning ble det arbeidet med en simuleringsmodell hvor formålet var å gjøre noen betraktninger rundt demping og forsinkelse av signaler. Til dette ble programsystemet LabView benyttet. LabView er et kraftig programsystem som er utviklet av National Instrument for blant annet å kunne lage virtuelle instrumenter. Programsystemet egner seg også godt til utvikling av simuleringsmodeller av forskjellig slag.

1.3 Mål

Slik målet for oppgaven i utgangspunktet var definert skulle den i all hovedsak dreid seg om å undersøke hvorvidt lange radioreflekser i et multipath miljø kunne skape/forårsake intersymbolinterferens (ISI) i et TETRA system. I denne sammenheng var det pekt på som et mulig problem at dagens TETRA terminaler ikke er utstyrt med equalisers/kanalutjevnerne. Det var derfor ønskelig å verifisere problemet, og i den grad det var mulig, avdekke konsekvensene av dette. Av årsaker nevnt i punkt 1.2 utgikk imidlertid praksisbitten med målinger og tester i et reelt system. Dette var nok også den delen som best kunne avdekket eventuelle problemer med intersymbol interferens.

1.4 Metode

Det var fra startfasen av planlagt at denne oppgaven skulle være todelt med hovedvekt på en teoretisk del, og i tillegg også en praktisk del. Den første perioden benyttet jeg til til å studere og sette meg inn i teorier om blant annet modulasjonsmetoder, ISI, radiogrensesnittet i TETRA, TETRA og mobilkommunikasjon generelt. Tiden etter dette har for det meste dreid seg om å forsøke å gjennomføre teoretiske betraktninger og verifisering av ISI. Dette var modningsstoff som jeg følte det var nødvendig å arbeide kontinuerlig med for å få best mulig forståelse av det.

Jeg har hatt jevnlige møter med oppdragsgiver og veileder ved Telenor FoU. I tillegg har jeg presentert oppgaven med status i prosjektgruppen for Resqcom-prosjektet samme sted.

1.5 Tidsplan

Ved oppstart av arbeidet med oppgaven ble det utarbeidet en tids- og aktivitetsplan som skulle være retningsgivende for fremdriften. Som allerede omtalt i avsnitt 1.2 måtte det som i utgangspunktet var definert som oppgavens del to utgå. I stedet ble det aktuelt å arbeide med en modell for simulering av dempning og forsinkelse av signaler knyttet opp mot utførte beregninger. På bakgrunn av dette ble det endringer i den nevnte tids- og aktivitetsplanen. Revidert tids- og aktivitetsplan er vedlagt i Appendiks 9

2 TETRA

I denne delen gis det først en kortfattet orientering om bakgrunnen til TETRA-teknologien generelt, samt vesentlige forskjeller som skiller TETRA fra GSM. Deretter betraktes radiogrensesnittet, modulasjonsmetode og deler av sender- og mottakerfunksjonene nærmere.

2.1 Teknologien og standarden

Utviklingen av trunking teknologien på 80-tallet, med utspring i cellebasert mobiltelefoni og PMR/PAMR, tilførte tele-industrien verdifull kunnskap. Denne teknologien åpnet opp for automatisert tildeling av kanaler og dermed frekvensdeling blant brukerne. Effekter av dette var blant annet bedre utnyttelse av frekvensspekteret og mere kompakt utstyr som også ble enklere i bruk i forhold til tidligere analogt utstyr. Men den nye trunking teknologien hadde også uheldige sider. En av disse var tapt autonomitet mellom knutepunkt. Det vil si muligheten for å opprettholde samband/kommunikasjon i områder hvor det ikke var tilstrekkelig utbygd nettverk, eller i tilfeller hvor det oppstod feil og sammenbrudd i nettverk. På grunn av nødvendig kontroll-signalering ved etablering av forbindelse fikk man en noe lengre oppkoblingstid enn hva man hadde i analoge PMR systemer.

ETSI har i arbeidet med å utvikle en standard som også dekker krav til et profesjonelt PMR system, aktivt involvert aktuelle brukergrupper slik som politi-, brann-, toll- og andre fremtrede rednings-etater. Disse etatene har derfor vært svært delaktige i utviklingen av TETRA standarden; en standard som dekker høy funksjonalitet for profesjonelle brukere. Samtidig dekker standarden også nødvendige krav for kommersielle trunka radio systemer.

For de nevnte profesjonelle brukergruppene er pålitelige og sikre samband-systemer av meget stor betydning og sannsynligvis et av de viktigste redskap de har til rådighet ved utøvelse av sin tjeneste. Derfor var det ikke uventet at disse etatene i utgangspunktet inntok en avventende holdning til den nye teknologien. Det er alltid en kalkulert risiko for brudd i et samband, spesielt var de opptatt av den relativt sett lange oppkoblingstiden ift analoge systemer med tanke på kritiske situasjoner i tjenesten.

TETRA er den første åpne standarden for digital trunka radio som er vedtatt og anbefalt av ETSI. Den omfatter fordeler slik som automatisert kanaltildeling og effektiv utnyttelse av frekvensspekteret, kombinert med autonomitet for et konvensjonelt PMR-system. En annen fordel med TETRA er en ny multi-modus standard hvor både trunk- og direkte modus er tilgjengelig fra samme MS-terminal. TETRA støtter også standardiserte funksjoner for operasjon mellom direkte modus og fastnett. For profesjonelle brukere i tidligere nevnte kategorier har TETRA systemet høy fleksibilitet og høy grad av sikkerhet i tillegg til det meget strenge kravet til forsinkelse ved etablering av forbindelse. I følge standarden skal det ikke ta lengre tid enn 0.3 sekunder å etablere en forbindelse.

Et av målene for TETRA standardiseringen var blant annet å definere et system med en 25 kHz bærebølgeavstand, slik at det lett kunne tilpasses frekvens og bærebølgeavstand til eksisterende PMR systemer.

Standarden støtter tale, linje- og pakkesvitsjet data med flere nivåer for overførings-hastighet og mekanismer for feilfri og sikker transmisjon.

TETRA bruker TDMA-teknologi med fire bruker-kanaler på én bærølge med et skille på 25 kHz mellom hver bærebølge. Dataoverføringshastigheter på opptil 28.8 kbit/s er mulig ved å reservere inntil fire kanaler for en og samme forbindelse (bruker).

Tale, data, bruker-ID og signalering krypteres i TETRA. To krypterings-mekanismer som anvendes er:

- Kryptering av radiokanalen mellom MS-terminalen og basestasjonen.
- Ende-til-ende kryptering for de mest kritiske applikasjonene.

TETRA støtter både semi-dupleks drift for effektiv gruppesamband og dupleks drift for individuelle telefonsamtaler. Flere mekanismer for samtaleprioritering sikrer effektiv ressursfordeling til høyt prioritert trafikk.

Behovet for fornyelse og utskiftning av eksisterende utstyr/systemer, samt behovet for felles sambandssystemer for bl a politi, brannvesen, grensevakst og tollstasjoner har bidratt til at disse etatene i noen Europeiske land var de første til å ta i bruk TETRA. De fleste Europeiske land har gjennom politiske beslutninger vedtatt å etablere et felles Europeisk TETRA nettverk for nødetatene.

TETRA teknologien er frekvensuavhengig, men et felles/samordnet frekvens område er å foretrekke pga operative og økonomiske fordeler. Ikke minst gjelder dette ved samarbeid over landegrensene. NATO har frigitt et 20 MHz RF bånd (i området 380 – 420 MHz) i Europa for offentlige rednings- og sikkerhets tjenester. Nasjonale telemyndigheter i flere Europeiske land har også reservert frekvensområder for kommersielle TETRA nett.

Alle som er involvert i utvikling og produksjon av utstyr, utbygging av systemer, nettverksoperatører, reguleringsmyndigheter osv må signere og forholde seg til TETRA "*Memorandum of Understanding*" (MoU), som er en avtale som bl a skal fremme hurtig og konsekvent innføring av TETRA systemer i medlemslandene. TETRA MoU utgir hvert kvartal nyhetsbrevet TETRA News samt at de har en informativ webside på Internet www.tetramou.com.

2.2 Kort om TETRA vs GSM

I henhold til spesifikasjonene skal TETRA bl a kunne tilby tjenester som ikke er tilgjengelige i kjente offentlige digitale mobiltelefoni systemer som NMT og GSM.

Det har vært fremmet forslag om å innføre PMR-relatert funksjonalitet i GSM standarden. Utviklingen av GSM vil etterhvert dekke enkelte "profesjonelle brukerorienterte" tjenester, men de vil likevel ikke dekke kravene for et profesjonelle PMR system. Det er i dagens GSM system ikke mulig å implementere DMO mekanismer, hurtig oppkobling av samtaler (~ 0.3 sek) eller virkelige semi-dupleks gruppekommunikasjons fordeler. Flere produsenter har sett på muligheten for å modifisere GSM standarden for å fremskaffe "PMR-lignende" produkt/tjenester. De har imidlertid konkludert med at modifikasjoner og endringer ned i "kjernen" på GSM arkitekturen ville bli for kostbar, tidkrevende og risikofylt å implementere.

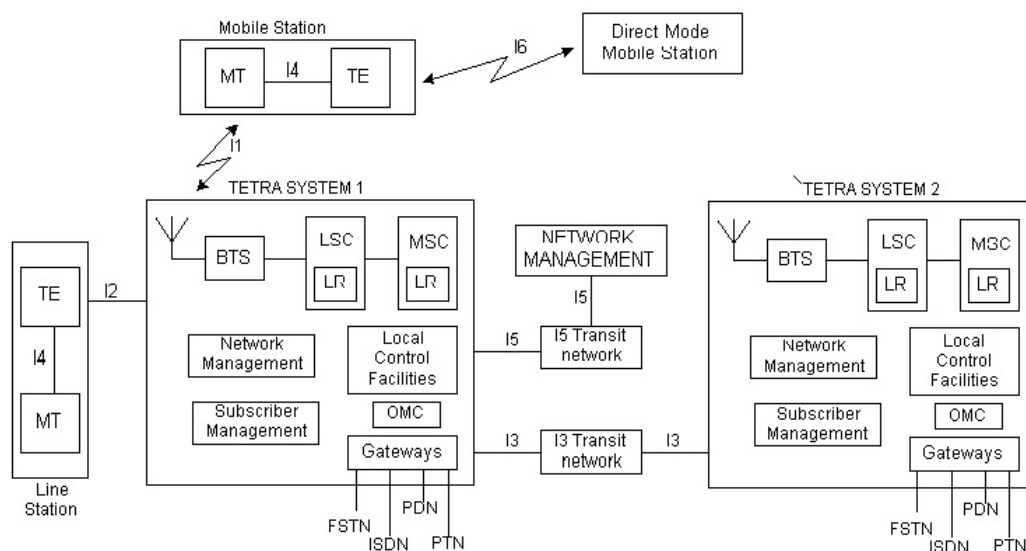
Teknikken med trunka TDMA tilgang utnytter radio spektret effektivt, men medfører at en operatør tildeles minst fire talekanaler i TETRA (åtte i GSM). Hver bærer i TETRA systemet beslaglegger fire tidsluker som hver representerer en tilgjengelig fysisk kanal. Disse deles av et antall logiske kanaler som transporterer både trafikkdata og signaleringsinformasjon.

2.3 Nettverksarkitektur for TETRA

Nettverksarkitekturen for TETRA systemet er skissert i Figur 2.1 og viser bl a de seks definerte grensesnittene I1 – I6.

- | | |
|-------------------------------------|--|
| I1 – Radiogrensesnittet | I2 – Linestation grensesnitt |
| I3 – Intern system grensesnitt | I4 – Terminal til mobil grensesnitt |
| I5 – Nettverks kontroll grensesnitt | I6 – Direkte kommunikasjon grensesnitt |

Av disse er det kun radiogrensesnittet som det vil fokuseres på i denne rapporten.



Figur 2.1 TETRA nettverksarkitektur med definerte grensesnitt.

2.4 Radiogrensesnittet

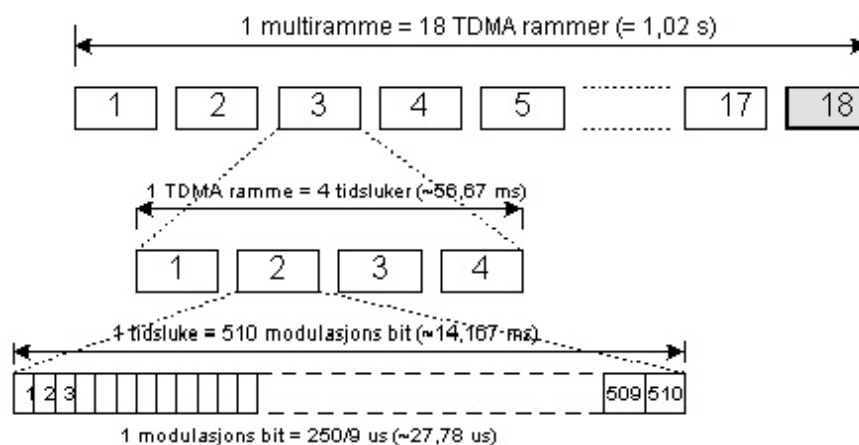
Hovedparametre for TETRA er listet i tabell 2.1.

Tabell 2.1 Hovedparametre for radiogrensesnittet i TETRA

<i>Parameter</i>	<i>Verdier</i>
Carrier spacing	25 kHz
Modulation	$\pi/4$ -DQPSK
Carrier data rate	36 kb/s
Voice coder rate	ACELP (4.56 kb/s net, 7.2 kb/s gross)
Access metode	TDMA W/4 time slots/carrier
User data rate	7.2 kb/s per time slot
Maximum data rate	28.8 kb/s
Protected data rate	Up to 19.2 kb/s

2.4.1 Rammestruktur

Rammestrukturen i TETRA har fire tidsluker i hver TDMA ramme, ref Figur 2.2. Videre er 18 TDMA rammer organisert i en multiramme. Tale og data i disse 18 rammene komprimeres til å passe inn i 17 TDMA rammer, og den 18. TDMA rammen frigjøres derved til kontrollsignaler. På denne måten unngås interrupt i dataoverføringen. Dette er en kraftfull egenskap ved TETRA-standard. Den 18. TDMA rammen kalles for kontrollrammen og er basis for SACCH som håndterer all bakgrunnssignaler. I tillegg til den beskrevne rammestruktur er det definert en hyperramme på nivået over multirammen. Dette har blant annet sammenheng med krypteringssynkronisering, som ikke vil bli behandlet videre her. Hyperrammen består av 60 multirammer.



Figur 2.2 Rammestrukturen i TETRA

Innholdet i tidslukene overføres som skur og er en del av RF bæreølgen modulert av en datastrøm. Skur-transmisjon går ut på å komprimere et signal til kortest mulig tid.

For TETRA tale- og datamodus er syv skur-typer definert. De fem vanligste er

- Normal opplink – full-tidsluke format brukt av MS'er etter aksess av systemet.
- Kontroll opplink – halv tidsluke brukt til både tilfeldig og reservert aksess.
- Linearisering av opplink.
- Normal nedlink.
- Synkronisering av nedlink.

Halvtidsluker opplink inneholder 168 bit. Scrambling er innført for å minske sannsynligheten for interferens fra nærliggende kanaler. Den scramblede koden inneholder også nettverks-identiteten til MSen, [1].

Mellom et sendt og et mottatt skur er det en "guard" periode med en varighet som tilsvarer 15 bit. Med en bitrate i TETRA på 36 kb/s blir bitintervallet $\sim 27,78 \mu\text{s}$ og av dette ser man at "guard" periodens varighet blir $\sim 0,417 \text{ ms}$. Denne "guard" perioden har flere formål. Primært skal den sørge for at senderen kan øke og redusere signalnivået på en kontrollert og jevn måte over en fast tidsperiode ved begynnelsen og slutten av et skur. Dette er viktig fordi at dersom signalet hadde blitt kuttet brått, tilsvarende å gange signalet med en rektangulær funksjon i tidsdomenet, ville det i frekvensdomenet tilsvare å folde signalet med en sinc-funksjon. En slik folding vil generert side-lober over et større frekvens område, og resultatet kan bli nabokanal interferens. Med en slik "guard" periode kan dessuten både BS og MS tolerere en kort propagasjons forsinkelse. Men hele det sendte skuret må ankomme mottakeren innenfor den tildelte tidsluken, ellers vil ikke de sist sendte bit'ene bli dekodet. Effektkontroll anvendes i mobiltelefon systemer i hovedsak for å minimalisere sendereffektene. På strekningen fra MS til BS forbedres den såkalte *near-far* effekten med mekanismer for effektkontroll. Dersom alle MS'ene sender med samme effekt vil signalet fra den som er nærmest basestasjonen bli mottatt som det sterkeste. Forskjellen i signalstyrken mellom den nærmeste MS'en og den lengst unna kan i verste fall bli opp mot 100 dB, [2]. Dette kan føre til at blokkering av svake signaler fra MS'er som er lengre unna, eller MS'er som befinner seg i skyggesoner (dvs MS'er som ikke har LoS-signal). I tillegg kan det oppstå problemer pga sterk nabo-kanal interferens. For å unngå blant annet disse forholdene er det nødvendig at utstyret har implementert mekanismer for justering av sendereffekten.

Den modulerte bitstrømmen overføres på en bærefrekvens i RF-båndet. Når tidslukens varighet er 85/6 ms ($\sim 14,167 \text{ ms}$) blir modulasjonsfrekvensen lik 36 kbit/s.

Ved fading forhold i byområder nås terskelverdien for fullrate taletrafikk ved en C/I_c (nabokanal intereferens)verdi på 19 dB og med dynamisk referanseområde på -103 dBm for MS terminal.

2.5 Digital signalkoding/aksessmetoder

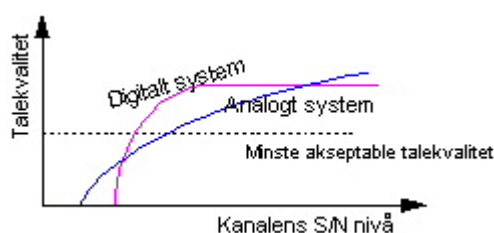
I dette avsnittet fokuseres det i grove trekk på prinsipper ved digital signalkoding. For å kunne sammenligne de tre vanligst metodene samt bedre forstå hvorfor TDMA er valgt for TETRA, er disse kort beskrevet i underavsnittene 2.5.2 – 2.5.4. Avsnittet avsluttes med fokus på kriterier ved valg av aksessmetode.

2.5.1 Generelt om digital signalkoding

Ved å benytte digital signalkoding på radiostrekningen samt tidsdeling av radiokanalene fremkommer flere forhold som er annerledes enn ved bruk av analog modulasjon.

Det oppnås god støyimmunitet fordi mottakeren har kun to signalverdier å forholde seg til, 0 og 1. Dette gjør mottakeren mindre ømfintlig for støy og signaler fra andre celler, og gjør at radiofrekvensene kan gjenbrukes oftere og derved utnyttes bedre.

Dekoding av digitale signaler er mere komplisert enn demodulasjon av analoge. Derfor vil det finnes en grense der kvaliteten på det dekoderte digitale signalet ikke er tilfredsstillende, men hvor et analogt modulert signal kunne gi et "dårlig" talesignal. Over denne grensen vil kvaliteten fra det digitale signalet være bedre bl a på grunn av lav støyfaktor.



Figur 2.3 Sammenligning av analog og digital talekvalitet med avvikende S/N nivå.

Digital koding gjør det enklere å overføre driftsinformasjon under en samtale. Dette kan f eks være oppdatering av senderfrekvenser i nabokanaler, noe som er nødvendig ifm frekvenshopping og handover, samt annen nødvendig kontroll-signalering under en samtale.

Et PMR system blir tildelt et bestemt frekvensområde i RF-båndet hvor det skal operere. Utnyttelsen av frekvensene må tilpasses de krav som er satt til det enkelte system. Dette innebærer bl a ulike krav for tale og data tjenester. Fordi det vil være mange som benytter PMR systemer, noe som gjør frekvensplanlegging vanskelig (for ikke å si umulig) må båndbredden for hvert system holdes så smal som mulig.

2.5.2 FDMA – Frekvensdelt multippel aksess

Dette er den tradisjonelle måten å dele opp radioressurser på, ved at hver kommunikasjonskanal tildeles et eget (spesifikk) frekvensområde. I praksis er det ikke mulig å utnytte hele frekvensområde effektivt fordi et "guard band" ligger mellom hver bærer. Pga vanskelighetene med frekvensplanlegging for PMR

systemer må dette "guard band" være relativt bredt for å unngå nabokanal interferens. Disse "guard" intervallene reduserer altså systemets effektivitet, fordi et økende antall "guard band" beslaglegger en større andel av det tildelte frekvensområdet, og dermed blir den mengden med informasjon som kan overføres redusert. FDMA konseptet er enkelt, men har en del begrensninger som f.eks. at hver link beslaglegger et frekvens område og at det er nødvendig med både en sender og en mottaker enhet i MS. En annen negativ side ved FDMA er at det overførte signalet er kontinuerlig i tid, noe som gjør det umulig å sende signalering- og kontroll informasjon knyttet til en forbindelse uten å bryte denne med en såkalt "stealing" prosess. Alternativet er å ta i bruk en annen frekvens for signalerings informasjon, men en slik løsning ville enten kreve økt båndbredde eller ytterligere et sett med sender og mottaker i MS. Slike løsninger øker kompleksiteten og utstyrskostnadene. Sender- og mottaker kan ikke kombineres, men er adskilte enheter i MS'ene. Spesielt er det vanskelig å få til tilfredsstillende løsninger for varierende dataoverføringer om FDMA velges som MUX-metode.

2.5.3 CDMA – Kodedelt multipel aksess

I dette tilfellet varieres modulasjonsmetoden og på den måten kan signaler med ulik modulasjon bruke samme frekvens på samme tid, men skilt med forskjellig modulasjonskode. CDMA utnytter på dette viset spekteret på en effektiv måte. For å få til effektiv bruk er det nødvendig med kraftige algoritmer for bl.a. kontroll av effekten. Dette fører igjen til komplekse terminaler. For øvrig er det flere faktorer bl.a. knyttet til båndbredde som medvirker til at analoge PMR systemer ikke kan konvertere direkte til digitale PMR systemer basert på CDMA teknikk.

2.5.4 TDMA – Tidsdelt multipel aksess

I TDMA systemer blir hvert skur med informasjon sendt i en tidsluke. Som i FDMA hvor det er behov for "guard band" i frekvens, er det nødvendig med en "guard time" mellom hver tidsluke i TDMA. Dette fordi senderen må ha tid til å slå seg av og på, samt gi rom for forsinkelse i spredning fra forskjellige sendere. I TDMA systemer kan overføringshastigheten for data økes ved å beslaglegge flere tidsluker. Med mindre tjenesten krever flere tidsluker enn det som er tilgjengelig i en ramme, økes ikke antall transceivere i terminalen fordi om alle 4 tidslukene beslaglegges. En annen viktig fordel er at TDMA tillater frekvens hopping. Siden hvert skur er selvstendig kan senderen veksle til bærere med ulik frekvens mellom hvert skur. Fordelen med dette er at man reduserer muligheten for interferens eller fading på spesielle frekvenser. I tillegg oppnår man ved frekvenshopping den fordelen at interferens som en mobilstasjon utsettes for endres fra skur til skur. Altså vil ikke en mobilstasjon blokkeres av en enkelt interferens. Uheldige sider ved TDMA er blant annet at ved økt bitrate vil multipath fading gi større problemer. Dette på grunn av at bitperioden reduseres når bitraten økes.

2.5.5 Valg av aksessmetode.

Spørsmålet om hvilken aksessmetode som er den beste er ikke uten videre gitt ved et enkelt svar. Vurdert blant annet på bakgrunn av de foregående

betraktningene kan det sies at FDMA passer best for trådløs telefoni med meget små celler og få mikrosekunders forsinkelser i signalutbredelsen. For cellebaserte systemer og de fleste typer av private mobilradio systemer vil valget normalt stå mellom TDMA vs CDMA. Med tanke på kompleksitet så krever TDMA mottakere adaptive kanalutjevner når de brukes i omgivelser med stor forsinkelse i signalutbredelsen. CDMA systemer på sin side trenger RAKE mottakere og avanserte algoritmer for effektkontroll. Begge systemene krever synkronisering av tid, men av forskjellige grunner. Ytterligere kompleksitet for koding vil være omtrent på samme nivå for både TDMA og CDMA. Sett i forhold til TDMA er det en fordel ved CDMA at ytelsen vil avta når belastningen øker. I TDMA derimot vil oppkoblingsforsøk blokkeres når alle kanalene i en celle er i bruk. Derfor er det sterke krav til antall kanaler pr celle. Valg av aksessmetode bør derfor baseres på en vurdering av systemets krav og operativitet.

2.6 Modulasjonsmetoder

Når et signal sendes over en "radiokanal" utsettes det for ulike typer forstyrrelser slik som varierende grad av støy, refleksjoner, fading osv. Derfor er det nødvendig med et robust modulasjonssystem. Dette avsnittet tar for seg modulasjonsmetoder generelt samt $\pi/4$ - DQPSK for TETRA spesielt.

2.6.1 Generelt om modulasjonsmetoder

Det finnes flere forskjellige modulasjonsmetoder som kan brukes i mobiltelefoni og PMR systemer. Gode kriterier for en god modulasjonsmetode er bl a at den skal være

- robust og pålitelig (dvs overføre informasjon med så få feil som mulig)
- enkel å implementere
- bidra til å utnytte RF spekteret optimalt.

De vanligste modulasjonsmetodene er:

- BPSK
- QPSK
- Offset QPSK
- $\pi/4$ - DQPSK
- GMSK
- QAM
- Offset QAM

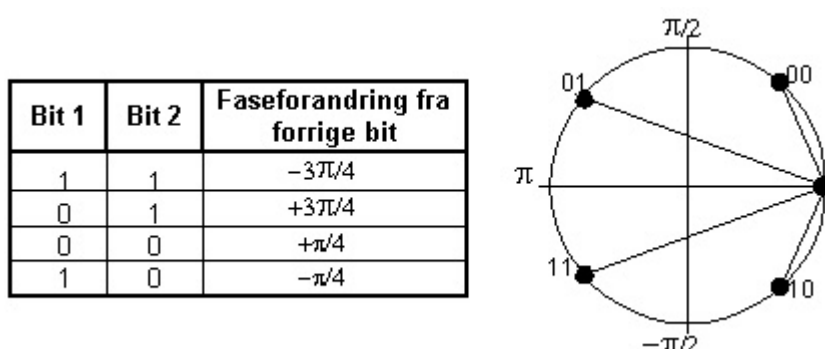
GMSK er en populær modulasjonsmetode for mobiltelefoni. Denne modulasjonsformen benyttes bl a i GSM og DCS1800. Det er en konstant foldings metode og er derfor ikke avhengig av lineær forsterkning. Men den har dårligere båndbredde effektivitet enn f eks $\pi/4$ - DQPSK, [1].

2.6.2 Phase-shift keying(PSK)

I PSK bevares frekvensen og amplituden til det modulerende signalet tilnærmet konstant, mens fasen endres etter hvert bit som overføres fra en datastrøm. Ordinær PSK modulasjon bruker to faste modulerende signaler med 180 graders fase forskjell for å representere de binære verdiene 0 og 1. Fordi det ene signalet er invers av det andre, brukes også betegnelsen fasekoherent PSK. Det som taler mest i disfavør for denne modulasjonsformen er at det i mottakeren må være et referansesignal som er lik modulasjonssignalet, som det mottatte signalet må sammenlignes med. Dette krever en mere kompleks demodulator sammenlignet med en DPSK demodulator. I DPSK skjer det et faseskift for hvert bit som overføres uavhengig av om det er en strøm av påfølgende 0`ere eller 1`ere som skal overføres. Et faseskift på 90 grader i forhold til det aktuelle signalet indikerer at neste bit er en 0`er. På samme måte representerer en faseendring på 270 grader i forhold til det aktuelle signalet at neste bit er en 1`er. På denne måten trenger demodulatoren kun å påvise størrelsen på faseforandringen i stedet for den absolutte verdien. Dette forenkler demodulatoren.

2.6.3 $\pi/4$ -DQPSK

Som tidligere nevnt er modulasjonsraten i TETRA 36 kbit/s. I denne modulasjonsformen knyttes to bit, dvs et symbol, opp mot åtte forskjellige tilstander med likt mellomrom. Et symbol inntar en av fire faser valgt fra mengdene $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ og $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$, hvor disse mengdene har en avstand på $\pi/4$ relativt til hverandre. Fase for odde nummererte symboler velges fra den første mengden og fase for like nummererte symboler velges fra den andre. To informasjonsbit blir kodet som en forandring i fase ved en av verdiene i mengden $\{\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4\}$. Disse mulige faseovergangene fra et symbol til et annet er vist i Figur 2.4.



Figur 2.4 Sammenhengen mellom bit, symbol og faseforandring

Ulempen med å la ett symbol representere to bit er at dersom et symbol mottas feil, så vil to bit bli erklært feil. For å redusere mulighetene for at denne hendelsen kan oppstå er det definert en sammenheng mellom de bit som skal overføres og de modulerte symbolene. Mistolkes et symbol i mottakeren er det mer sannsynlig at dette symbolet vil kunne oppfattes som et av sine

nabosymboler, fasemessig betraktet, enn at det oppfattes som et symbol som er "ute av fase" med det. Slik sett vil en symbolendring som gir tilstand 0 mer sannsynlig kunne bli mistolket og gi tilstand $\pi/4$ eller $-\pi/4$ i stedet for å gi tilstand π . Ved å sikre at nabosymboler representerer bitpar med bare et bit forandret mellom påfølgende bitpar, reduseres mulighetene for bitfeil betydelig. Sekvenser representert på en slik måte går under betegnelsen Gray-koding.

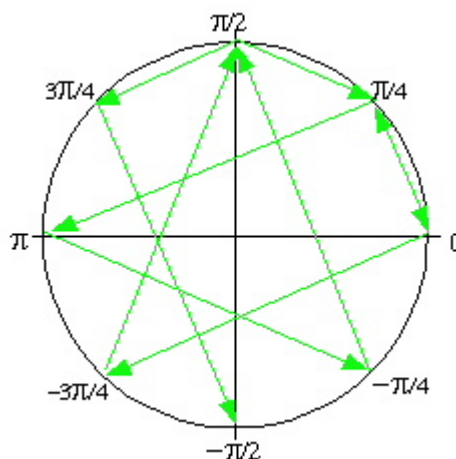
For å billedliggjøre dette litt er følgende eksempel satt opp.

Eksempel 2.6

Anta at følgende bitstrøm skal sendes: 00101111100101010001. Det gir disse bitparene 00, 10, 11, 11, 10, 01, 01, 01, 00 og 01. Med referanse til tabell i figur 2.5 samt at referansevinkelen er null, vil sekvensen representert i et fasetransisjonsdiagram bli som vist i Figur 2.5. Transisjonsforandringene for hvert bitpar er vist med pil og tilhørende nr.

Tabell 2.2 Fasetransisjoner relatert til figur 2.4

Bitpar	nr	Bitpar	nr
00	1	01	6
10	2	01	7
11	3	01	8
11	4	00	9
10	5	10	10



Figur 2.5 Fasetransisjonsdiagram for Eksempel 2.6

2.6.4 Modulasjonsmetode i TETRA

Når TETRA standarden ble planlagt var $\pi/4$ - DQPSK en forholdsvis ny modulasjonsmetode, og derfor ikke så utprøvd som f eks GMSK. Teknikken har etterhvert blitt mere utbredt og anerkjent og er nå en av mest brukte modulasjonsmetodene for mobiltelefoni og PMR systemer. $\pi/4$ -DQPSK er valgt som modulasjonsmetode for TETRA.

Ulempen med $\pi/4$ - DQPSK modulasjonsmetoden er at den krever stor båndbredde om ikke signalet filtreres. Denne filtreringen utgjør pulsforming. I TETRA brukes et "raised cosine" filter splittet med et "root raised cosine" filter både i sender og mottaker. Denne filtreringen reduserer båndbredden betraktelig, men fører til variasjon i signalets modulasjonskurve. Signalamplituden holdes ikke konstant men reduseres på slutten av symbolet hvor faseforandringen inntreffer. For å unngå spredning av signalet er det derfor nødvendig med en lineær forsterkning.

Oppsummert kan da modulatorens operasjoner sammenfattes i følgende sekvens:

- Splitte innkommende bitstrøm i bitpar.
- Beregne nødvendig faseforandring for å kunne kode hvert bitpar.
- Start med en fase = 0 og beregn de nødvendige modulasjons symbolene.
- Modulere disse symbolene inn på bæreren.
- Filtrere signalet med et "root raised cosine" filter for å redusere båndbredden.
- Konverter til riktig RF og send signalet.

2.7 Sender og mottaker funksjoner

Følsomheten for TETRA mottakere er definert som det signalnivået som må til for å oppnå en ukodet BER på 4% på talekanalen(TCH/S). I ETSI standarden [ETS 300 392-2] er "Reference Sensitivity Performance" definert. Dette er laveste signalnivå hvor visse kvalitetskriterier oppfylles. Følsomhetsnivåene har blitt bestemt slik at en trafikkanals BER ikke overstiger 4% i de vanligste utbredelsesforhold,[1].

Avveininger mellom kompleksitet og ytelse har ført til at TETRA standarden spesifiserer tre forskjellige klasser mottakere og fire forskjellige klasser sendere.

MS terminalene produseres i følgende ulike sendereffekt-klasser;

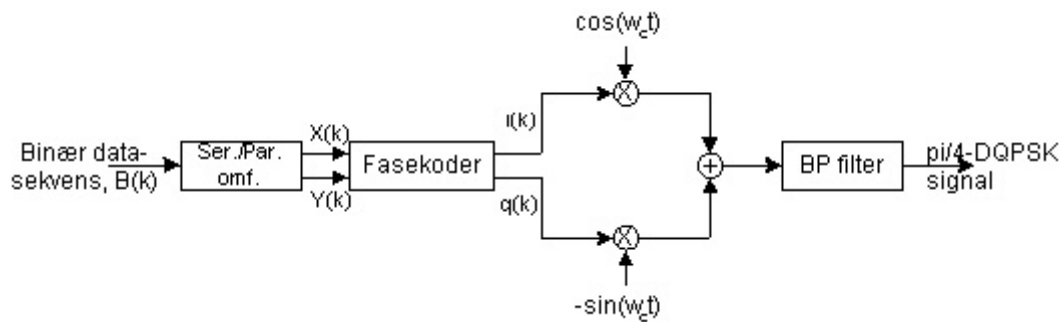
- Klasse 1 : 30 W (45 dB) for montasje i kjøretøy
- Klasse 2 : 10 W (40 dB) "
- Klasse 3 : 5 W (35 dB) bærbare
- Klasse 4 : 1 W (30 dB) "

mens mottakerne spesifiseres etter følgende klasser:

- Klasse A : Utviklet for bruk i relativt barske signal utbredelsesområder, som i byer hvor det oppstår mange multipath komponenter, og områder med høydedrag og fjellpartier.
- Klasse B : Utviklet for bruk i mindre barske områder som landsbyer og forsteder. Utstyr utviklet og definert for denne klassen vil ikke kunne brukes i områder definert for gruppe A utstyr.

- Klasse E : Utstyr i denne klassen vil inneholde kanaltjevner og er tenkt brukt i meget barske omgivelser, med "multipath delays" i størrelsesorden to symbol lengder. Slike lange "multipath delays" kan også forekomme i kunstige synkrone systemkonsepter. Det eksisterer ingen tilsvarende base stasjon klassifisering.

2.7.1 Modulatoren



Figur 2.6 $\pi/4$ -DQPSK modulatoren, [1].

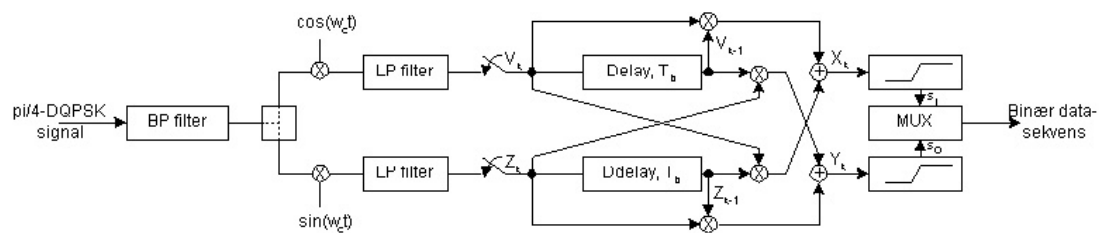
Inngående binær datasekvens, $B(k)$ konverteres til parallell sekvensene X_k og Y_k . Fasekoderen opererer etter følgende regler:

$$\begin{aligned} i(k) &= i(k-1) \cdot \cos[D_\phi(k)\{X(k), Y(k)\}] - q(k-1) \cdot \sin[D_\phi(k)\{X(k), Y(k)\}] \\ q(k) &= i(k-1) \cdot \sin[D_\phi(k)\{X(k), Y(k)\}] + q(k-1) \cdot \cos[D_\phi(k)\{X(k), Y(k)\}] \end{aligned}$$

hvor $i(k-1)$ og $q(k-1)$ er amplitudene til de foregående pulsene og $[X(k), Y(k)] = [B(2 \cdot k - 1), B(2 \cdot k)]$ er bitkombinasjonene vist i tabellen i Figur 2.4. Når så i neste omgang $i(k)$ og $q(k)$ multipliseres med henholdsvis bærebølgen og bærebølgen $+90^\circ$ skapes i-fase og kvadratur PSK-signalene. Disse to signalene adderes og båndpassfiltreres og danner $\pi/4$ -DQPSK signalet som effektforsterkes og sendes ut på antenna. Ved å BP filtrere signalet vil de bråe overgangene som oppstår ved faseendringene glattes ut, og derved reduseres båndbredden for signalet.

2.7.2 Demodulatoren

Figur 2.7 viser blokkskjematisk hvordan demodulatoren som brukes i TETRA mottakerne er bygd opp. Hvordan den prinsipielt fungerer er forklart nedenfor.



Figur 2.7 $\pi/4$ -DQPSK demodulatoren, [1].

Det mottatte RF-signalet ($\pi/4$ -DQPSK signalet) blir filtrert i et båndpassfilter før det kvadratur demoduleres ved at to lokaloscillatorer med samme frekvens, men ikke nødvendigvis samme fase, som den umodulerte bæreølgen multipliseres med henholdsvis i-fase og kvadratur delen. Dette er et ledd i prosessen med å gjenskape "bitsekvensen" slik den var før den ble modulert inn på bæreølgen hos senderen. Videre lavpassfiltreres signalet for å undertrykke en del støykomponenter som normalt tilføres ved overføringen, men også som et ledd i pulsformingen.

Etter lavpassfiltreringen gjennomgår symbolsekvensen en samplingsprosess og de to sekvensene V_k og Z_k gjennomløper en differensiell dekode som fungerer etter følgende mønster:

$$X_k = (V_k \cdot Z_{k-1} + V_k \cdot V_{k-1}) \Rightarrow X_k = V_k \cdot (Z_{k-1} + V_{k-1}) \quad (2.7.1)$$

$$Y_k = (Z_k \cdot Z_{k-1} + Z_k \cdot V_{k-1}) \Rightarrow Y_k = Z_k \cdot (Z_{k-1} + V_{k-1}) \quad (2.7.2)$$

Sekvensene V_k og Z_k kan uttrykkes slik:

$$V_k = \cos(\phi_k - \gamma) \quad (2.7.3)$$

$$Z_k = \sin(\phi_k - \gamma) \quad (2.7.4)$$

hvor γ er faseskiftbidraget fra støy, interferens og propagasjon, i henhold til Rappaport [3]. γ forandres langt seinere enn ϕ_k og betraktes derfor som en konstant.

Basert på uttrykkene (2.7.1) – (2.7.4) kan X_k og Y_k uttrykkes som:

$$X_k = \cos(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (2.7.5)$$

$$Y_k = \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (2.7.6)$$

Sekvensene X_k og Y_k føres til hver sin bestemmelses-enhet som avgjør verdien til S_I og S_Q basert på om verdiene til X_k og Y_k ligger over eller under et bestemt terskelnivå. Til dette bruker bestemmelses-enheten tabellen som er vist i Figur 2.4 og avgjør at

$$S_I = 1 \text{ dersom } X_k > 0 \quad \text{eller} \quad S_I = 0 \text{ dersom } X_k < 0 \quad (..7)$$

$$S_Q = 1 \text{ dersom } Y_k > 0 \quad \text{eller} \quad S_Q = 0 \text{ dersom } Y_k < 0 \quad (..8)$$

hvor S_I og S_Q er detekterte bit i henholdsvis i-fase og kvadratur-fase delen av demodulatoren.

2.8 Tale- og kanalkoding i TETRA.

I TETRA er det definert forskjellige trafikk kanaler for tale og data applikasjoner, og for ulike hastigheter for datameldinger. Kanalkoding skal bidra til å redusere/minimalisere feil ved dekoding av tale. Tale trafikk kanalen (TCH/S)

bærer digitalisert tale (-informasjon) generert av en "Algebraic Code Excited Linear Predictive" (ACELP) koder med en netto rate på 4,567 kb/s. Ved tillegg av feilkorrigerende bit økes raten til 7,2 kb/s.

"Code-excited linear prediction" (CELP) er en klasse av kodeteknikker kjent som "linear predictiv coding" (LPC).

LPC modellerer stemmeorganene som et filter som tilsvare eksitasjon og registrerer filterparametrene. Ved tale genererer stemmebåndene en tone, eller lungene lager en "plystrende" lyd ved å presse luft gjennom strupen til den som snakker. Denne lyden blir dannet av "formen" på munn, strupe, tunge og nese passasjene. Disse former seg forskjellige ved uttalelse av ulike ord og stavelser, men over korte intervall kan eksitasjons lyden og karakteristikkene for stemmetrakten nært betraktes som konstante. LPC ser på stemmetrakten som et filter hvor eksitasjon danner filteret, og hvor lyden av talen avhenger av eksitasjon og filterkarakteristikker. LPC koder et sett med sampler ved å finne eksitasjon og filterparametrer som ligger nært opptil de virkelige samplene av talen.

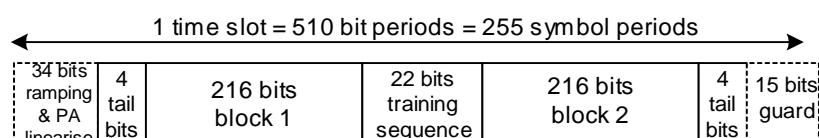
CELP justerer(forfiner) videre på karakteristikken til eksitasjon signalet. Tale klassifiseres som stemmeaktiv og ikke-stemmeaktiv avhengig av om stemmebåndene aktiveres ved uttalelse av ord, eller om uttalelsen av ord formes ved å bruke luft, f eks "s" i sjø. CELP teknikken identifiserer og koder eksitasjon signalet for hvert sett av sampler for å øke nøyaktigheten ved reproduisering/gjenvinning av tale.

Algebraic CELP (ACELP) er en realisering av CELP som effektivt implementert bruker "fixed-point digital signal chips". ACELP er realisert for ulike rater og er standardisert for forskjellige applikasjoner.

ACELP versjonen som er implementert i TETRA genererer 137 bit for hver 30 ms med tale. Dette tilsvarer en bitrate på 4,567 kb/s. Disse bit deles inn i en av tre kategorier for "bitfølsomhet".

De 30 bit som er mest følsom overfor feil plasseres i kategori 2, 56 bit plasseres i kategori 1 og 51 bit plasseres i kategori 0.

For å oppnå en bitrate på 7.2 kb/s legges et antall bit for kanalkoding til de 137 bit fra ACELP prosessen. Som vist i figur 2.8 har hvert normale skur en nytte data på $2 \times 216 \text{ bit} = 432 \text{ bit}$, hvilket tilsvarer to rammer med tale inklusiv kanalkoding. Det vil si at to rammer med tale fra stemmeomformerer kodes sammen.

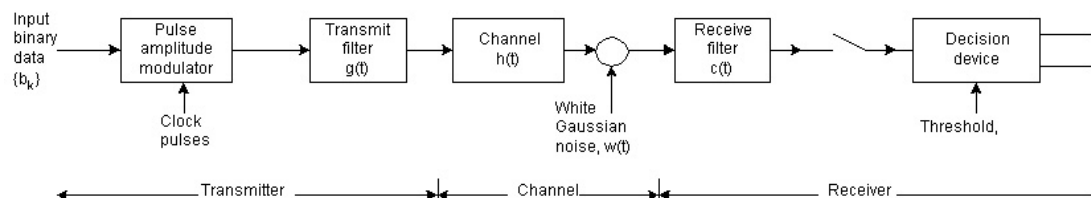


Figur 2.8 TETRA normalt opplink skur [1]

For utfyllende og detaljert beskrivelse av TETRA ACELP vises det til ETSI standard 300 395-2, og til [8] for komplett teoretisk beskrivelse av ACELP prosessen.

3 EN TRANSMISJONSMODELL

For basisbånd transmisjon er puls amplitude modulasjon (PAM) den mest effektive transmisjons metoden med tanke på utnyttelse av effekt og båndbredde. For å forklare litt av prinsippene som ligger til grunn i et transmisjonssystem gis det her en generell betraktning av et basisbånd PAM system.



Figur 3.1 Skjematisk fremstilling av et basisbånd transmisjons system.[4]

Inngangssekvensen $\{b_k\}$ består av symboler 1 og 0. I PAM enheten samples hvert symbol og konverteres til enhetspulser med verdiene, for eksempel, 1 eller -1 avhengig av om symbolverdien er 1 eller 0. Sekvensen med enhetspulser, $\{a_k\}$, blir i sin tur inngangssekvens til senderfilteret med impulsrespons $g(t)$. Signalet $s(t)$ på utgangen av dette filteret kan beskrives matematisk som

$$s(t) = \sum a_k \cdot g(t - k \cdot T_b) \quad (3.1)$$

hvor T_b er bitlengden og $k = 0, 1, 2, \dots$

Som et resultat av transmisjon over en kanal med impulsrespons $h(t)$ vil karakteristikken til det opprinnelige signalet $s(t)$ endres. I realiteten har også signalet blitt påvirket av støy, $w(t)$, i forskjellige varianter når det ankommer mottakeren. Det støypåvirkede signalet, $x(t)$, blir filtrert i mottakerfilteret som har impulsrespons $c(t)$. Etter denne filtreringen vil signalet $y(t)$ bli samplet synkront med senderen, med et samplingstidspunkt basert på klokkesignalet som vanligvis utledes fra det filtrerte signalet i mottakeren. Deretter blir disse samplingssekvensene lagt til grunn for å gjenskape de opprinnelige datasekvensene. Det er i bestemmelsesenheten at denne prosessen foregår. Amplitudeverdien til hvert sampel sammenlignes med en terskelverdi og hvis denne overstiges vil symbolverdien settes til verdien 1, om terskelverdien ikke nås blir symbolverdien satt til 0. I det tilfellet at amplitudeverdien til et sampel er lik terskelverdien bestemmes symbolverdien tilfeldig.

Signalet på utgangen av mottakerfilteret kan skrives som

$$y(t) = \mu \cdot \sum a_k \cdot p(t - k \cdot T_b) + n(t) \quad (3.2)$$

hvor μ kun er en skaleringsfaktor, [5], $p(t)$ er en definert puls og $n(t)$ er de støykomponentene som signalet er befengt med etter filtrering ved mottakeren.

Når dette signalet samples ved tiden $t_i = i \cdot T_b$ kan ligning (3.2) skrives

$$\begin{aligned} y(t_i) &= \mu \cdot \sum a_k \cdot p[(i - k) \cdot T_b] + n(t_i), & k = -\infty \dots \infty \\ &= \mu \cdot a_i + \mu \cdot \sum a_k \cdot p[(i - k) \cdot T_b] + n(t_i), & k = -\infty \dots \infty \\ & & k \neq i \end{aligned} \quad (3.3)$$

Det første leddet i (3.3), μa_i , er bidraget fra det i 'te overførte bitet. Det andre leddet dekker det samlede "restproduktet" fra alle andre overførte bit som har innvirkning på dekodningen av det i 'te bitet. Denne effekten kalles intersymbol interferens (ISI).

Dersom ISI og støy neglisjeres (dvs. ideell tilstand) kan det utfra ligning (3.3) vises at det i 'te bitet blir korrekt dekodet,

$$y(t_i) = \mu \cdot a_i$$

I virkeligheten vil et transmisjonssystem alltid være befengt med bidrag fra støy og ISI som kan føre til feiltolking av signalet i bestemmelsesenheten. Derfor er målene med utformingen av filtrene både ved sender og mottaker å minimalisere effekten av ISI og støy, og derved presentere data med en så lav feilrate som mulig.

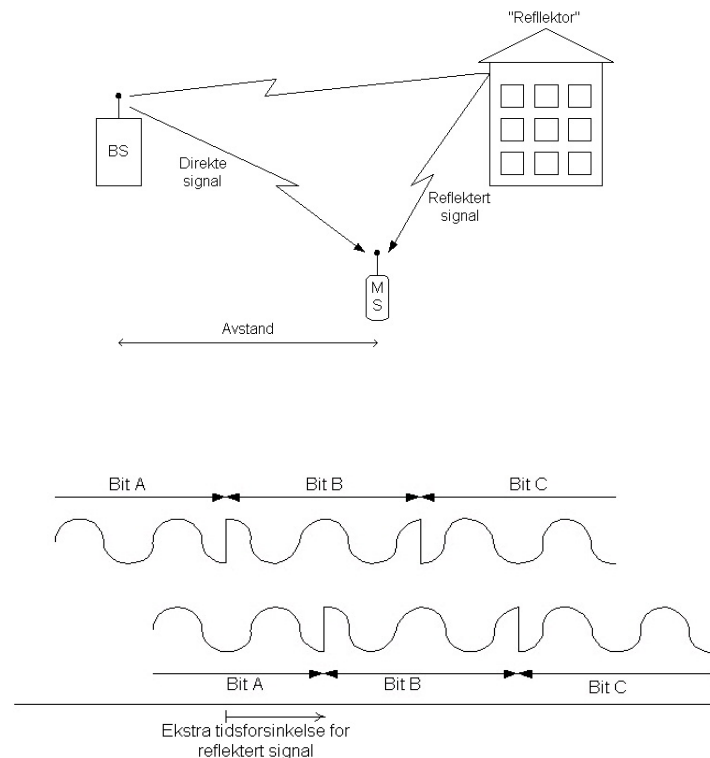
I telefonsystemer hvor signal-til-støy forholdet (S/N) er høyt vil ofte støybidraget neglisjeres i forhold til den virkningen som skapes av ISI.

4 INTERFERENS OG MULTIPATH-PROBLEMATIKK

Interferens forårsakes vanligvis pga refleksjoner av radiobølger i det miljøet som sender og mottaker befinner seg i. For eksempel kan det være refleksjoner pga landskapets topologi eller det kan være refleksjoner fra bygninger. Når et signal reflekteres fra flere objekter i nærheten av MS vil denne motta mange "delsignaler" med forskjellig amplitude og fase. Slike forhold dekkes av begrepet "multipath fading". Vanligvis vil MSen være i bevegelse og derfor må dopplerskift også tas med i betraktningene. Betydningen av dopplerskiftet til hvert delsignal er avhengig av MSens relative hastighet og signalets innfallsvinkel.

Andre former for interferens kan være "overhøring" / forstyrrelse fra sendere som ligger for nær hverandre ved gjenbruk av samme frekvens. Det er ofte flere faktorer i samspill som kan bidra til eller skape interferens og derfor komplisere fenomenet.

Veldig forenklet kan problemet med intereferens forklares ved å si at når en MS mottar flere signaler på "sin" frekvens kan man risikere at disse signalene adderes (konstruktiv interferens) og signalamplituden kan øke til over det dobbelte av opprinnelig verdi. Dersom signalene har motsatt fase (destruktiv interferens), kan resultatet bli at mottakeren ikke har noe signal å prosessere videre. I begge tilfellene kan dette føre til bit-feil og forvrengning av tale-/datasinalet. I verste fall kan det føre til at mobilmottakeren ikke får "presentert" noe forståelig budskap til sin eier. Mekanismer for å redusere/eliminere mulighetene for feil pga interferens er derfor implementert i de mest utbredte mobilkommunikasjons systemene.



Figur 4.1 Et mulig signascenario fra basestasjon(BS) til mobilstasjon(MS) [6].

I Figur 4.1 er det skissert en typisk situasjon for radiokommunikasjon mellom basestasjonen og mobilstasjonen. Det "ønskede" LoS-signalet går direkte fra sender(BS) til mottaker(MS). De tre bitene A, B og C viser at signalet består av en bærebølge der informasjonen kodes ved at fasen på denne endres $\pm 90^\circ$ for hvert bit. Bitverdien bestemmer om endringen skal være positiv eller negativ.

Figuren viser også et reflektert signal som kommer frem til mottakeren forsinket i forhold til LoS-signalet fordi det har gått lengden L_d lengre. Det reflekterte signalet kan forstyrre mottakingen på to måter:

1. Det reflekterte bitet mottas senere enn det direkte og kan forstyrre et eller flere etterfølgende bit, dvs gi intersymbolinterferens(ISI). I figuren ser vi at det reflekterte bit B forstyrrer direkte bitet C.
2. Bærebølgen i det direkte og det reflekterte signalet vil normalt ikke være i fase. Jo mere signalene er i motfase jo mere utjevner de hverandre og da inntreffer destruktiv interferens. Det reflekterte signalet er vanligvis noe svakere enn det direkte, slik at det direkte signalet svekkes. Størrelsen på faseforskjellen er meget følsom for flytting av mobilstasjonen.

Å finne gode stabile løsninger for å få bukt med interferensproblematikk i mobilradiosystemer har alltid vært en utfordring, spesielt for utstyrsprodusentene, men også for systemplanleggere og utbyggere. Det er mange faktorer som påvirker en transmisjon og ikke alle er like enkle, for ikke å si umulig, å kontrollere.

4.1.1 Interferens undertrykking

Interferens undertrykking(Iu) er et mål for mottakerens evne til å motta og tolke riktig et signal under påvirkning av et annet uønsket signal. I TETRA standarden tas både nabokanal- og gjenbruk-kanala interferens undertrykking i betraktning forutsatt at det interfererende signalet er et TETRA modulert signal. Iu kan defineres som det forholdet mellom ønsket og uønsket signal som kreves for å oppnå BER på 4%.

4.1.2 Interferens begrenset

Om flere basestasjoner i et område opererer på samme frekvens, finnes det en viss sannsynlighet for at MS'ene vil utsettes for interferens fra uønskede basestasjoner. Dette reduserer sannsynligheten for feilfri kommunikasjon med ens egen basestasjon. Er systemet utformet slik at sannsynligheten for slik interferens er *større* enn sannsynligheten for at signal/støy(S/N) forholdet kommer under grensen for gjenbruk-kanal interferens, sies det at systemet er interferens begrenset [1].

5 INTERSYMBOL INTERFERENS, ISI

5.1 Innledning

ISI inntreffer ofte pga fading i radiokanalen. I dette kapitlet gis først en oversikt over de vanligste fadingmekanismer og -kriterier som forekommer i en mobilradiokanal, og som har innvirkning på ISI-problemet. Deretter gis en kort forklaring til intersymbolinterferens, hvordan dette fenomenet oppstår/inntreffer og hvordan man kan "forebygge" ISI problematikk. I tillegg gis det en nærmere karakterisering av ISI ved bl a å betrakte det såkalte øyediagrammet.

5.2 Flerkanal spredning

Hastigheten som et sinusformet signal brer seg med langs en transmisjonskanal varierer blant annet med frekvensen. Ved mottakeren vil signalet, på grunn av variasjoner forårsaket av de forskjellige frekvenskomponentene, ankomme til ulike tidspunkt. Det er altså på grunn av forskjellige bølgelengder, ikke på grunn av forskjell i hastighet, at signalene har ulik ankomsttid. Graden av forvrengning på grunn av dette øker når bitraten økes slik at noen av frekvenskomponenten som knyttes til hver enkelt bitendring blir forsinket og på den måten begynner å interferere med frekvenskomponenter fra et senere bit. Forvrengning på grunn av dette er kjent som inter symbol interferens. Ettersom det mottatte signalet vanligvis samples i det nominelle sentrum av hver bitcelle, kan ISI føre til feil fortolkning av det mottatte signalet som følge av at bitraten økes. Når bitraten økes reduseres lengden til hver bitcelle periode.

5.3 Fadingmekanismer

Fading beskriver hvordan amplituden til radiosignal forandrer seg hurtig over en kort tidsperiode eller signalveilengde. Ved å forholde seg til en kort tidsperiode kan effekten av "large-scale path loss" elimineres. Fading forårsakes av interferens mellom to eller flere "varianter" av det samme radiosignalet. De forskjellige signalene vil komme frem til mottakeren på ulike tidspunkt og der

kombineres til et resultantsignal som kan variere sterkt både i amplitude og fase i forhold til det opprinnelige signalet.

Småskala fading oppstår pga at det i radiokanalen er flerveisspredning. De effektene som det er viktigst å legge merke til i denne forbindelsen er

- Raske skiftninger i signalstyrke over korte avstander eller korte tidsrom.
- Tilfeldig frekvensmodulasjon pga doppler skifte i forskjellige signaler.
- Tidsdispersjon, eller ekko, skapt pga forsinkelse i flerveisspredning av signal.

I byområder oppstår fading ofte som et resultat av refleksjoner fra bygninger i området rundt MSen. Fordi det i slike områder sjelden er fri sikt mellom BS og MS vil det heller ikke være direkte signal mellom dem. Forbindelsen baseres på refleksjon. Det er derfor viktig å ha "kontroll over" de reflekterte signalene på en slik måte at kvaliteten på forbindelsen ikke svekkes unødig. Selv om det er direkte signal mellom BS og MS vil det i tillegg være fading pga refleksjoner fra bygninger og andre gjenstander i omgivelsene, men LoS-signalet vil da være sterkest og dominerende.

5.4 Hva er intersymbol interferens og hvordan oppstår ISI?

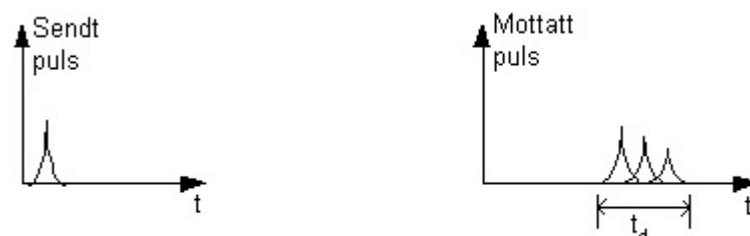
L W Couch II [2] definerer intersymbolinterferens som:

"Filtrering av en digital bølgeform slik at en puls som samsvarer med 1 bit vil delvis overlappe nabopulser". (Pga at den strekkes ut).

ISI skiller seg fra interferens forårsaket av støy fordi ISI er en "signalavhengig" form for interferens som oppstår på grunn av endringer av frekvensresponsen til kanalen for et ideelt lavpassfilter (Nyquist kanalen) [5]. ISI er ikke et fenomen som påvirker selve kanalen og dens karakteristik, i motsetning til støy, men blir borte når overføringen er slutt. Resultatet av ISI er at en mottatt puls, som tilsvarende et bestemt datasymbol, vil bli

1. påvirket av siste del ("halen") av den pulsen som tilsvarte forrige symbol, og/eller
2. den første delen av den påfølgende pulsen, altså det påfølgende symbol.

Figur 5.1 illustrerer dette meget forenklet.



Figur 5.1 Prinsippskisse av ISI pga multipath-fading.

I TETRA vil vanligvis ikke selektiv fading være noe problem på grunn av den relativt lave bitraten, 36 kbit/s, men kan forårsake interferensproblemer dersom

man befinner seg i fjellterreng og i terreng med store vannflater. Den selektive fadingen kan korrigeres ved hjelp av en kanalutjevner.

5.5 Nyquist teoremet og ISI

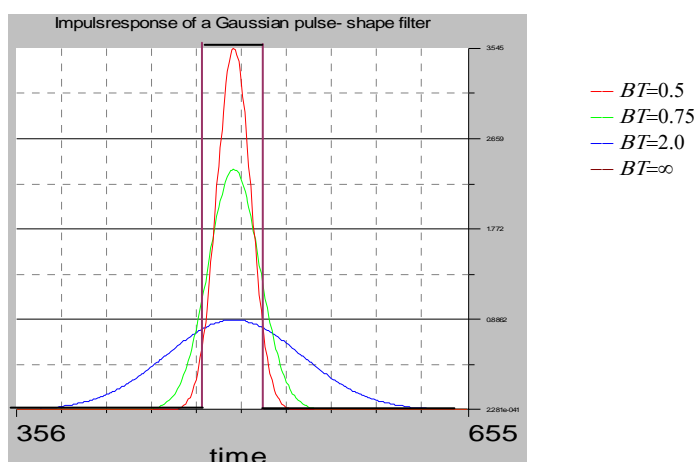
Som kjent er det ikke hensiktsmessig å overføre informasjon på "digital form" (dvs binære pulssekvenser) i et mobilradiosystem. Båndbredden til en digital puls er å betrakte som uendelig. Det er derfor nødvendig å begrense denne før transmisjon, og det digitale signalet gjennomgår derfor en puls-formings prosess. Ved å filtrere det digitale signalet, for eksempel gjennom et lavpass filter, oppnås en pulsform som enklere kan moduleres inn på en bæreølge. Pulsformen bestemmes ut i fra verdiene til filterets båndbredde og bit perioden. For at transmisjonsprosessen ikke skal bevirke intersymbolinterferens (ISI) må filtreringen være symmetrisk omkring Nyquistfrekvensen f_n .

$$f_n := \frac{R_b}{2} := \frac{1}{2 \cdot T_b}$$

hvor R_b er bitraten i bit pr sekund (b/s) og T_b er bitperioden for en deltapuls (δ). Sendes en puls gjennom et Gaussisk filter vil resultatet bli som vist i Figur 5.2.

Av figuren ser man at ved å sette båndbredde puls produktet ($B \cdot T$) \approx : tilsvarer det ingen filtrering og pulsen har varighet én bitlengde, T . Etter pulsformingen har pulsen fått en varighet som er lengre enn bit perioden, og vil derfor interferere med nabopulser. Det er dette som benevnes intersymbolinterferens (ISI). Og som tidligere nevnt vil ISI kunne forårsake feil når den binære bitsekvensen regenereres hos mottakeren dersom det i denne ikke er mekanismer for å begrense ISI-fenomenet. Når uttrykket $B \cdot T$, hvor B er filterets båndbredde og T er bitperioden, reduseres vil det resultere i en smalere båndbredde men i sterkere grad forårsake ISI. ISI er et fenomen som bl a forekommer i multipath miljøer for mobilkommunikasjonssystemer.

I GSM er for eksempel verdien $B \cdot T = 0,3$ betraktet som et akseptabelt forhold mellom båndbredden for transmisjonen og bit feil raten (BER).[1]

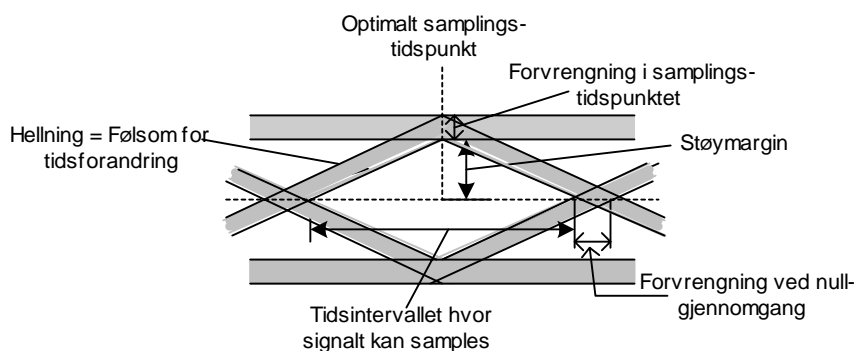


Figur 5.2 Pulsforming ved bruk av Gaussisk filter med ulike $B \cdot T$ produkt.

Alternative pulsformings-filter er i bruk i andre digitale radiosystemer. Eksempel på et slikt filter er det som brukes i TETRA systemet, "raised cosine impuls respons" filter. Der er α forholdet mellom cut-off frekvensen f_c og f_x , frekvensen hvor båndbredden til "raised cosine" filteret overskrider f_c . Jo lavere verdi for α desto smalere båndbredde for det overførte signalet, men desto større grad av intersymbol interferens. I TETRA er α satt til 0,35. Denne verdien utgjør, i følge standardiseringsorganet ETSI, et akseptabelt kompromiss mellom f_c og f_x . (Sammenlign med $B \cdot T = 0,3$ for GSM).

5.6 Øyediagrammet

Graden av intersymbolinterferens og støy i et kommunikasjonssystem kan ses som et spesielt mønster ved hjelp av et oscilloscope. Mønsteret som kan observeres kalles et øyediagram, og er vist med en skisse i Figur 5.3. Betegnelsen kommer av dets likhetstrekk med et menneske øye. Øyediagrammet synliggjør noen viktige trekk ved ytelsen til et digitalt kommunikasjonssystem.



Figur 5.3 Skisse av "øyediagrammet".

5.6.1 Den vertikale åpningen i øyediagrammet

Den vertikale åpningen ved tiden t_0 representerer adskillelsen mellom signalnivåer med verst tenkelig intersymbolinterferens, forutsatt at signalet $y(t)$ ut fra modulatoren er samlet ved tiden $t = kT + t_0$ med $k = 0, 1, 2, \dots$. Intersymbol interferens kan bli så dominerende at den vertikale åpningen mellom noen, eller alle, signalnivåer forsvinner samtidig. Ved slike tilfeller sier man at øyet er lukket. Et lukket øye betyr at hvis de estimerte bit gjenskapes ved å sammenligne terskelverdien med samplene $y(kT)$, da vil avgjørelsen bygge vesentlig på de interfererende bit og ikke på det virkelige signal bit. Sannsynligheten for feil vil da ligge nært opp til $\frac{1}{2}$ [2]. Omvendt vil et bredt vertikalt område mellom signalnivå forårsake en sterkt redusert immunitet mot additiv støy. Generelt så bør $y(t)$ samples ved tiden $kT + t_0$ med $k = 0, 1, 2, \dots$, hvor t_0 velges for å maksimere den vertikale øye åpningen.

5.6.2 Den horisontale åpningen i øyediagrammet

Bredden til den horisontale åpning indikerer følsomheten for tidsforskyvning. En smal åpning i øyediagrammet indikerer at en kort tidsforskyvning kan føre til sampling i områder hvor øyet er "lukket". Derimot kan en bred horisontal åpning

indikere at en høy "timing offset" kan tolereres fordi feilsannsynligheten avhenger av den vertikale åpningen.

Formen på øyediagrammet avhenger av pulsformen. Generelt er det slik at jo raskere basisbånd pulsen avtar jo større blir øyeåpningen. Eksempelvis vil minste båndbredde pulsform føre til et øyediagram som er lukket for alle t unntatt for $t = 0$. Dette på grunn av at en særdeles liten tidsforskyvning kan føre til en intersymbol interferens periode som er vilkårlig stor, avhengig av datasekvensen.

Jo sterkere grad av ISI jo mere lukket blir øyediagrammet, men samtidig reduseres marginen for tilført støy som kan gi symbolfeil. ISI og støy representerer en avdrift(deviasjon) i de mottatte samplene. Jo mere ISI og støy, jo større spredning av de mottatte signal samplene relativt til de "virkelige" signal punktene [2].

6 TEORETISKE BEREGNINGER

6.1 Flerkanal spredning

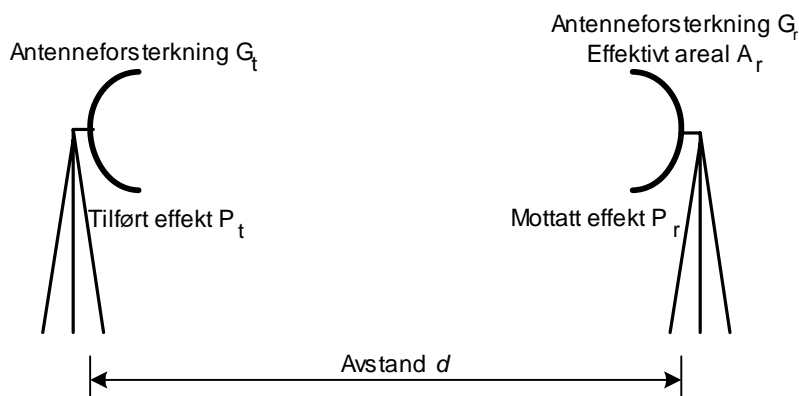
Radiosignaler påvirkes av miljøet de spres i. På et vilkårlig tidspunkt kan mottakeren motta flere signaler samtidig som alle har utspring fra samme sender, men til ulike tidspunkt og har fulgt ulike signalveier mellom sender og mottaker. Dette fenomenet kjennetegnes som flerkanal spredning og forårsaker at foregående bit interfererer med påfølgende bit. I tillegg til dette kan frekvensselektiv fading oppstå. Frekvensselektiv fading oppstår som følge av variasjon i signalveilengden til de forskjellige mottatte signalene. Dette bidrar til varierende faseforandring mellom signalene og ulike reflekterte signaler kan samtidig skape et forsterket signal(eller forsterke det direkte signalet) eller de kan utjevne hverandre.

6.2 Dempning, refleksjon og diffraksjon av radiosignaler.

Diffraksjon gjør det mulig for radiosignaler å følge jordens krumning og å "gå rundt" hindringer i signalbanen. Avstanden til den første Fresnel sonen er en nyttig parameter i mikrocelle "path loss"-modeller, [3]. En mye brukt modell for ideelle forhold er "frittroms-modellen". Ut fra denne kan det utledes ligninger for blant annet å beregne dempning over en spesifisert distanse. "Frittroms-modellen" betrakter området mellom sender og mottaker antennene fritt for objekter som kan absorbere eller reflektere radio frekvens (RF) energi. Det antas også at atmosfæren i samme området kan betraktes som et perfekt homogent og ikke-absorberende medium. I tillegg antas jordoverflaten å ha en nærmest ubetydelig refleksjon.

"Effekten til det mottatte signalet, uttrykt som en funksjon av effekten til det samme signalet ved senderen, dempes med en faktor $L_s(d)$; frittroms tap".

Figur 6.1 viser to antenner med fri sikt i en avstand d meter. Antar til å begynne med at senderantenna er isotropisk, det vil si at den tilførte effekten P_t fordeles jevnt i alle retninger.



Figur 6. 1 Frittromstransmisjon mellom to antenner

Effekttettheten, ϕ , i en avstand på d meter er definert som

$$\phi(d) = P_t / 4 \cdot \pi \cdot d^2 \quad (6.1)$$

Mottaker antenna har et effektivt areal på A_r . Den mottatte effekten er da

$$P_r = \phi(d) \cdot A_r = P_t / 4 \cdot \pi \cdot d^2 \cdot A_r \quad (6.2)$$

Når uttrykket for effektivt areal for mottakerantenna erstattes med antenneforsterkningen kan uttrykket for mottatt effekt skrives om til

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot (\lambda^2 / (4 \cdot \pi \cdot d)^2) \cdot G_r \quad (6.3)$$

Den isotropiske antenna har en enhets forsterkning i både sender og mottaker modus. Ikke isotropiske antenner har en forsterkning G_t , og produktet $P_t \cdot G_t$ er et mål for kildeintensiteten, og betegnes EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power), [3]. I mobil radio brukes EIRP som et standardmål på utstrålt effekt. Dersom ERP kvantifiseres til 100 W (50 dBm) og antenneforsterkningen er 10 dB, så vil utstrålt effekt være 10 W (40 dBm).

Ligningen i (6.3) viser at dempningen er proporsjonal med d^2 , og dette er fritt roms bølgeutbredelses-ligningen. Anvendt for mobil radio systemer er det nødvendig å ta i betraktning høyden over jordoverflaten for både sender og mottaker antenna. I tillegg må også virkningen av jorda som reflektor tas med i beregningene.

Det neste leddet er et mål for signalsvekkingen i fritt rom mellom de to antennene, og kan uttrykkes som en dempningskoeffisient L_L .

$$L_L = (4 \cdot \pi \cdot d / \lambda)^2 \quad (6.4)$$

hvor d er avstanden mellom sender og mottaker og λ er bølgelengden til det sendte signalet. Uttrykket i (6.1) kan også skrives på logaritmisk form, uttrykt som en signalsvekking i dB.

$$L_{dB} = 92,4 + 20 \cdot \log(d) + 20 \cdot \log(f) \quad (6.5)$$

I praksis, når signalutbredelsen skjer i atmosfæren og nær jordoverflaten, er frittroms modellen utilstrekkelig for å beskrive kanalen og systemets ytelse.

Forplantningshastigheten for radiobølgene er bestemt av lufttettheten og den avtar normalt med høyden. Det fører til at radiobølgene bøyes inn mot jorden, slik at fri sikt i standardatmosfære er lengre enn det som hadde vært fri sikt i vakum. En måte å ta hensyn til dette på er å anta at radiobølgene går i rette linjer i forhold til en tenkt jord som har større diameter enn den virkelige. Økningen i tilsynelatende radius betegnes K-faktoren, og for normalatmosfæren er den 4/3.

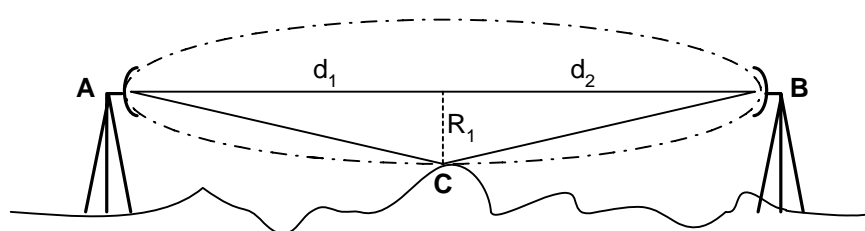
$$K \approx r/r_0 \quad (6.6)$$

K benevnes effektiv jordradiusfaktor, r er effektiv jordradius og r_0 er jordens virkelige radius. Dette har betydning for bølgeutbredelsen.

Ligning (6.3) gjelder radiobølge transmisjon ved fri sikt. Spørsmålet blir hva som kan regnes som fri sikt. Fysiske hindringer i eller nær signalveien blokkerer deler av bølgefronten. Virkningen er avhengig av avstanden mellom antennene, posisjonen for hindringen samt bølgelengden λ . posisjone beregnes i forhold til Fresnels ellipsoide. Virkningen av en hindring kan neglisjeres når den ligger utenfor en ellipsoide definert ved

$$AC + CB = AB + \lambda/2 \quad (6.7)$$

og definert i figur 6.2.



Figur 6.2 Fresnels ellipsoide

Radien R_1 for denne ellipsoiden er definert som

$$R_1 = \sqrt{\lambda \cdot (d_1 \cdot d_2 / (d_1 + d_2))} \quad (6.8)$$

Som det fremgår av figuren er d_1 og d_2 avstanden fra R_1 til henholdsvis punkt A og punkt B. Det kan defineres forskjellige Fresnel-soner med radius R_n ved å erstatte $\lambda/2$ i ligning (6.7) med $n \cdot \lambda/2$. Når parameteren $n=1$ har man første Fresnel-sone.

Avviket fra frittromsdempning er bestemt av hvor hindringen ligger i forhold til Fresnel-sonene. Lavest svekkelse ved en gitt posisjon er når hindringen er en "knivsegg". For avstander større enn ca 0.5 til 1.0 Fresnel-sone er dempningen liten. Det vil også ved visse verdier for Fresnel-soner være forsterkning, men denne lar seg ikke utnytte på grunn av stadige variasjoner i atmosfæriske forhold.

I mobil kommunikasjonssystemer kan et signal gå fra sender til mottaker via mange reflekterende objekter. Dette fenomenet omtales som flerveis utbredelse ("multipath propagation"). Resultatet ser man best som variasjoner i blant annet det mottatte signalets amplitude og fase.

Fra to-stråle-modellen kan følgende ligning utledes for samlet mottatt effekt:

$$P_r = P_t [\lambda / 4 \cdot \pi \cdot d]^2 \cdot |1 + \rho e^{j\Delta\phi}|^2 \quad (6.9)$$

Når jorden regnes tilnærmet som en ideel reflektor kan ρ settes ≈ -1 for små vinkelverdier. Ved å erstatte uttrykket $1 - e^{j\Delta\phi}$ med $1 - \cos(\Delta\phi) - j \cdot \sin(\Delta\phi)$ blir

$$|1 - e^{j\Delta\phi}|^2 = 4 \cdot \sin^2(\Delta\phi/2)$$

dermed kan uttrykket for samlet mottatt effekt uttrykkes ved

$$P_r = P_t \cdot 4 \cdot [\lambda / 4 \cdot \pi \cdot d]^2 \cdot \sin^2(2 \cdot \pi \cdot h_b \cdot h_m / \lambda \cdot d) \quad (6.10)$$

Forutsettes det i tillegg at $d \gg h_m$ og h_b så blir $[2 \cdot \pi \cdot h_b \cdot h_m / \lambda \cdot d] \ll 1$ og når i tillegg $\sin(x) \approx x$ for lave verdier av x , reduseres ligning (6.9) til

$$P_r = P_t \cdot [h_b h_m / d^2]^2 \quad (6.11)$$

hvor P_r betegner mottatt effekt

P_t er effekt ved senderantenna

h_b er høyden til basestasjonsantenna

h_m er høyden til mottaker/MS-antenna

d er avstanden mellom basestasjon(BS) og mobilstasjon(MS)

λ er RF-signalets bølgelengde.

Ligningen er også kjent som "4th power law".

Denne ligningen, som ikke tar hensyn til jordkrumningen, legges ofte til grunn for beregning av mottatt signalstyrke i mobil kommunikasjonsystemer.

Gjennomsnittlig demping (eller tap av signalstyrke) er gitt av denne ligningen og uttrykkes i dB ved

$$L = 40 \log d - 20 \log h_b - 20 \log h_m \quad (6.12)$$

Ut fra denne ligningen kan man se at tapet vil øke med 40 dB hver gang avstanden mellom sender og mottaker multipliseres med 10, forutsatt at h_b og h_m er konstante. Bærefrekvensen f_c er ikke en medvirkende faktor i denne ligningen. Begrunnelsen er at det forutsettes at h_b og h_m er mye mindre enn d og at jorden ikke har krumning og står for en ideell refleksjon.

Dersom det reflekterte og det avbøyde signalet har sammenfallende fase, med det menes at variasjonen i fase mellom de to signalene alltid er et helt antall bølgelengder, vil resultatet bli et signal med amplitude tilnærmet lik summen av det reflekterte og det avbøyde signalet. Er derimot faseforskjellen et odde antall halve bølgelengder vil signalene, forutsatt at de har samme amplitude, tilnærmelsesvis utjevne hverandre. Forenklet kan man si at dersom de to signalene har ulik amplitude vil resultantsignalet fremstå som et forvrengt signal. (Resultantsignalet er jo for såvidt også forvrengt når det blir null).

I områder hvor basestasjonen og mobiltelefonen ikke har "direkte kontakt" (nLoS), dvs at de er i skjul for hverandre, så vil ikke ligning (6.11) uten videre gjelde, bla fordi effekten i det avbøyde signalet avtar med frekvensen.

Hata har "modifisert" ligning (6.12) til å kunne anvendes med større nøyaktighet blant annet i byer. Hatas modifisering er basert på Okumuras målinger og observasjoner i ulike omgivelser.

Modifisert ligning (2) gjeldende for by og med $1\text{ km} < d < 20\text{ km}$:

$$L_{UA} = A + B \log(d) \quad (6.13)$$

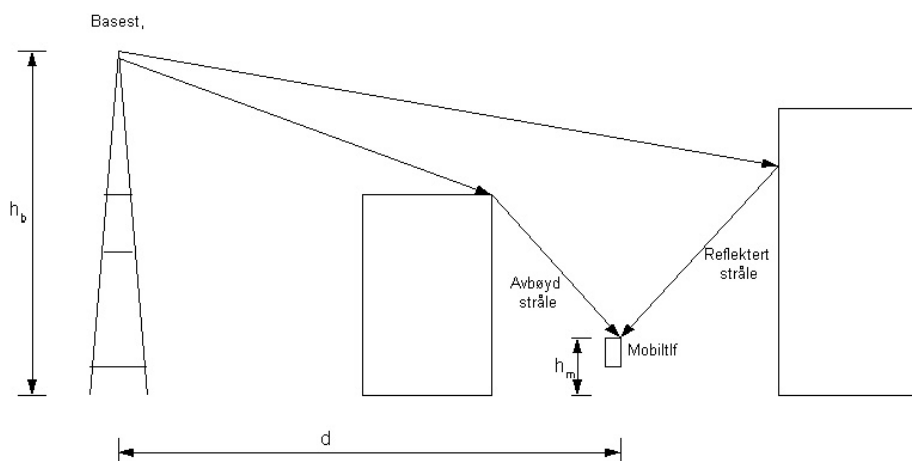
Hvor (i flg [1])

$$A = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_b) - [1.1 \log(f_c) - 0.7] h_m + [1.56 \log(f_c) - 0.8]$$

$$B = 44.9 - 6.55 \log(h_b)$$

Når bærefrekvensen f_c og høyden til mobiltelefonantenna (h_m , over bakken) er konstant, vil tapet (litt forenklet) kun være påvirket av høyden til basestasjon antenna (h_b) [1].

Figur 6.3S illustrerer, sterk forenklet, en situasjon hvor mobiltelefonen mottar både et reflektert og et avbøyd radiosignal, men ikke noe direkte signal. I virkeligheten vil det naturligvis være et stort antall reflekterte og avbøyde signaler.



Figur 6.3 Prinsippskisse for refleksjon og diffraksjon i multi-path miljø

Case 1:

Ligningene (6.11) og (6.13) anvendt for Figur 6.3 og med tenkte verdier kan følgende signalstyrke og tap beregnes:

$$\begin{aligned} f_c &= 380 \text{ MHz} & P_t &= 10 \text{ W} \\ h_b &= 30 \text{ m} & d &= 5 \text{ km} \\ h_m &= 2 \text{ m} \end{aligned}$$

$$Pr = 10[30 \cdot 2 / 25000]^2 = 0.024 \text{) : } \underline{\underline{24 \text{ mW}}}$$

$$L_{UA} \approx [44.9 - 6.55 \log(30)] \log(5000) \approx \underline{\underline{130 \text{ dB}}}$$

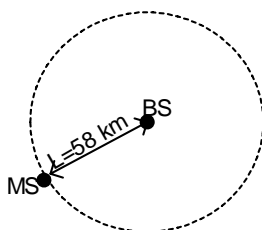
eller tap i signaleffekt pga veilengde kan ved $h_b = 30$ m uttrykkes som:

$$L_{UA} = 35.22 \text{ dB/dekade}$$

Det reflekterte signalet må mottas innenfor samme tidsluke(kanal) som det opprinnelige signalet (samme frekvens) skal det få gjort noen "skade". En tidsluke i TETRA har en bit-lengde på 510 bit, tilsvarende 14,167 ms. Spesifikasjonen for TETRA sier at maksimum forsinkelse over en TDMA-ramme ikke skal overskride 14 bits tur-retur signal. Maksimal forsinkelse en vei (fra BS til MS eller fra MS til BS) blir da :

$$[14/510 * 14,167] \cdot 0,5 \text{ ms} = \underline{194.45 \mu\text{s}} \quad \approx \underline{0.2 \text{ ms}}$$

På bakgrunn av denne tidsforsinkelsen kan maksimum gangvei for reflektert signal, L_{\max} , beregnes.



Figur 6.4 Maksimum avstand mellom TETRA BS og MS.

$$L_{\max} = t_{B-M} * c = 194.45 \cdot 10^{-6} \text{ s} * 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = \underline{58335 \text{ m}}$$

$$L_{\max} \approx \underline{58,3 \text{ km}}$$

hvor

t_{B-M} er overføringstid fra basestasjon til mobilstasjon, og $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ er mikrobølgenes utbredelseshastighet.

Beregnet dempning over denne distansen blir dermed:

$$L \approx [44,9 - 6,55 \log(30)] \log(58335) \approx \underline{168 \text{ dB}}$$

Mottatt effekt basert på formel (6.11) :

$$Pr = 10[30 \cdot 2 / (58335)^2]^2 \approx \underline{31 \cdot 10^{-16} \text{ W}}$$

$$\text{Dvs: } Pr \approx -145 \text{ dBW eller } \underline{Pr \approx -115 \text{ dBm}}$$

Dette nivået ligger ikke innenfor kravet til statisk eller dynamisk mottakers følsomhet, som er -112 dBm i følge Tabell 6.5 i [1].

Når den nederste terskelverdien for mottatt effekt ved MS er kjent, kan lengste gangvei for reflektert signal beregnes.

Ved å beregne gangveien, d , for et reflektert signal basert på Formel (1) og med krav til at mottatt effekt skal være; $P_r = -112$ dBm (= -142 dBW), blir $d \approx 49$ km.

Bevis:

$$\begin{aligned}
 P_r &:= P_t \left[\frac{(h_b \cdot h_m)}{d^2} \right]^2 \\
 \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} &:= \left[\frac{(h_b \cdot h_m)}{d^2} \right] \\
 d &:= \frac{(h_b \cdot h_m)}{\sqrt{\frac{P_r}{P_t}}} \\
 d &:= \frac{(30 \cdot 2)}{\sqrt{\sqrt{6,3 \cdot 10^{-16}}}} \quad \bullet := 48873 \\
 &): \underline{d \approx 49 \text{ km}}
 \end{aligned}$$

Dette gir en beregnet tidsforsinkelse, $t_t = 48873 \text{ m} / 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \approx \underline{0,163 \text{ ms}}$

Av dette ser man at spesifikasjonens grenseverdi for $P_r = -112$ dBm ligger godt innenfor maksimalt spesifisert tidsforsinkelse for et signals direkte gangvei fra BS til en MS som befinner seg på cellegrensen.

Case 2:

Antar at følgende to forutsetninger gjelder:

1. Transmisjon uten kanalutjevning
2. Forsinkelse på inntil 10% av bitintervallet kan tolereres.

Da betyr det at forsinkelsen t_d maksimalt kan være

$$t_d = 0,1 \ \& \ T_b$$

For TETRA er bitintervallet $T_b = 27,78 \ \mu\text{s}$, og da blir

$$t_d = 0,1 \ \& \ 27,78 \ \mu\text{s} = \underline{2,778 \ \mu\text{s}}$$

Forskjellen i signalveilengden kan da maksimalt være

$$L_d = t_d \ \& \ c = 2,779 \ \mu\text{s} \ \& \ 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = \underline{833,7 \text{ m}} \quad (6.14)$$

Dette vil være den maksimale tillatte forskjellen i veilengde uten at ISI inntreffer dersom det ikke innføres mekanismer som kan redusere/eliminere effekten av ISI. En slik mekanisme er vanligvis å implementere kanalutjevner i utstyret.

Som et sammenligningsgrunnlag er tilsvarende verdier for GSM utregnet og vist i Tabell 6.1.

Tabell 6.1 Maksimale veilengder uten innføring av mekanismer mot ISI.

Mobilsystem	Bitlengde	Akseptert forsinkelse, t_d	Forskjell i veilengde, L_d
GSM	3,69 μs	0,369 μs	110,7 m
TETRA	27,78 μs	2,778 μs	833,4 m

Med en bitrate for TETRA på 36 kb/s gir det en symbolrate på 18 kbaud, noe som tilsvarer 16,67 km i signalveilengde.

I følge Dunlop, Girma og Irvine [1] kan signaler med en forsinkelse på inntil 10 μs mottas uten at det er nødvendig med kanalutjevner.

Med forsinkelse $t_d = 10 \mu\text{s}$ vil differansen i veilengde bli $L_d = 3000 \text{ m}$.

T_b = Bitintervall (varigheten av ét bit).

t_d = Tiden det tar for signalet å gå fra basestasjon(BS) til mobiltelefonen(MS).

L_d = Forskjellen i veilengde mellom to signaler fra BS til MS.

c = Mikrobølgenes utbredelseshastighet $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

6.3 Rayleigh fading

Hvis fading skyldes flerveistransmisjon slik at det mottatte signalet settes sammen av et større antall komponenter som har gått forskjellige veier, og som dermed adderes med tilfeldig fase, vil fadingen kunne beskrives som en Rayleigh pdf (power density function). Moderat fading er også et begrep for det samme. Når det er et dominerende LoS-signal til stedet vil fadingen være Rician-fordelt.

7 SIMULERINGER

7.1 Innledning

Når det viste seg at den delen av oppgaven som skulle omfatte diverse tester og målinger utført på testsite ved Telenor FoU måtte skrinlegges, ble det lagt vekt på å utarbeide en funksjonell modell for simulering av multipath fading. Til dette formålet ble National Instruments Softwaresystem LabView benyttet. Jeg hadde ingen erfaring med dette verktøyet fra tidligere. Ragnar Johnsen ved HiA hadde designet en modell som jeg fikk tillatelse til å bruke basisen fra. En del tid gikk med til å sette seg inn i LabView og tankegangen i Johnsen sin modell. Alle moduler og valg som var overflødige i forhold til mitt utgangspunkt ble tatt ut. Nye moduler er laget og implementert i basismodellen.

7.2 Programvare

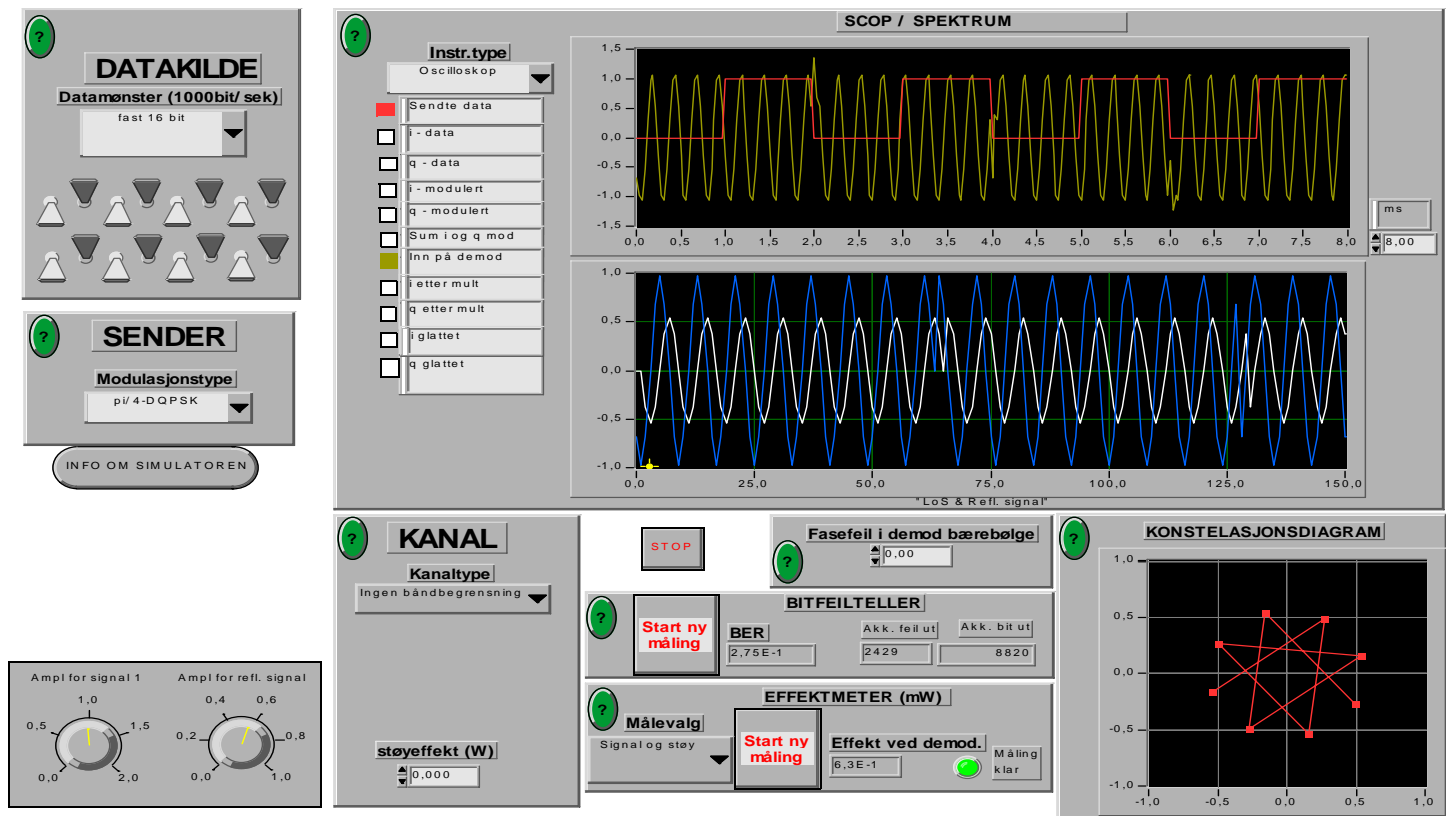
National Instruments har utviklet et Software system hvor brukeren blant annet kan bygge opp sine egne virtuelle instrumenter, utvikle applikasjoner for datainnsamling, analysering og instrumentstyring. I tillegg er systemet godt egnet til å bygge modeller for å kunne kjøre simuleringer av til dels komplekse systemer. LabView har et meget omfattende komponentbibliotek som gjør brukeren i stand til å bygge alt fra små enkle separate moduler, som igjen kan integreres i større og mere omfattende moduler, til bygging av store komplekse moduler og modeller.

7.3 Beskrivelse av modellen

Simulerings modellen som er brukt i forbindelse med denne rapporten er bygd opp ved hjelp av flere ulike moduler som er integrert i, og sammen med, hverandre. I denne delen vil alle modulene bli beskrevet, både den enkelte moduls virkemåte og dens sammenheng/kobling mot andre moduler.

7.3.1 Frontpanelet

Frontpanelet er modellens "ansikt". Det er blant annet her alle de innstillingene av verdier som har relevans for simuleringen settes. Alle relevante måleresultater og signalkurver blir presentert her. Muligheter for valg av forskjellige resultater og måleparametere er selvfølgelig lagt inn.



Figur 7.1 Frontpanelet for simuleringens modellen.

I panelet "DATAKILDE" øverst til venstre i Figur 7.1 kan det velges mellom fire forskjellige muligheter for generering av bitmønster, som input til modulatoren. De fire valgmulighetene velges fra en drop-down meny og er:

- Fast 4 bit mønster
- Fast 8 bit mønster
- Fast 16 bit mønster
- Tilfeldig generert bit mønster

For hver av de faste bitmønstrene kan det styre fritt ved hjelp av brytere på panelet hvilken "form" mønsteret skal ha. Dvs hvilke bit som skal settes til 0 eller 1. I figur 7.1 er det valgt et fast bitmønster med 16 bit og bitserien 010101...01 er valgt. Det tilfeldig genererte bit mønsteret produseres av en randomgenerator, som blir beskrevet i Appendix 2.

Under dette panelet er det lagt et panel for valg av type sender, dvs hvilken modulasjonsform som skal benyttes. I denne modellen er $\pi/4$ -DQPSK

modulasjon eneste tilgjengelige valg fordi dette er den modulasjonsformen som benyttes i TETRA. Modulatoren beskrives i eget avsnitt.

Den største enheten i frontpanelet er skjermen som viser de aktuelle signalene. For denne modellen er det valgt å vise det genererte bitmønsteret, det reflekterte signalet, "LoS"-signalet samt signalet inn på demodulatoren. Denne modulen er bygd opp slik at det kan velges mellom et utvalg av signaler fra modellen. Hvilke signaler som skal være valgbare bestemmes når modulen bygges opp.

Under denne finnes blant annet et panel for valg av kanaltype. Defalt er den ideelle transmisjonskanal uten noen form for signalpåvirkning. Det kan i tillegg velges en båndbegrenset kanal, hvor øvre og nedre båndbredde for et båndpassfilter kan velges. Valgene gjøres fra en drop-down meny. I det samme panelet er det også lagt inn en mulighet for å påvirke signalet av støy. I dette tilfellet vill signalet kunne utsettes for hvit Gaussisk støy ved å velge graden av støy i feltet for støyeffekt.

I panelet i midten finnes en bit feil teller som angir eventuelt hvor mange bit i det demodulerte signalet som er tolket feil i forhold til den opprinnelige genererte bitsekvensen. Bitfeil oppstår for eksempel når signalet påvirkes av en viss grad av støy, eller hvis det mottatte signalet korrumpert på grunn av fading.

Panelet for å legge inn fasefeil i det demodulerte signalet gir prinsippielt et bilde av hvordan faseforandring påvirker signalet og hvor stor faseforandring som må til før demodulatoren feiltolker bit.

Konstellasjonsdiagramme, eller fasediagrammet som det også benevnes, viser sammenhengen mellom de mulige tilstandene og bitverdiene for den valgte modulasjonstypen. Ref kapittel 2 Figur 2.5.

Nederst til venstre i Figur 7.1 finnes et panel med to trinnløse variable skruknapper som i denne modellen brukes for å variere amplituden på de to *tenkte* reflekterte signalene. Ved å variere amplitude og forsinkelse til det reflekterte signalet og amplitude til LoS-signalet, kan man få et "bilde" av hvordan konstruktiv eller destruktiv interferens mellom disse signalene bidrar til feiltolkning av bit i demodulatoren.

Stopp knappen brukes for å stoppe en pågående simulering.

7.4 Antagelser/forutsetninger/begrensninger

Det er i modellen valgt å kun behandle to signaler. Det forutsettes at disse utgjør de to sterkeste signalene i en multipath. Alle variable parametre som inngår i simuleringene styres fra frontpanelet i modellen.

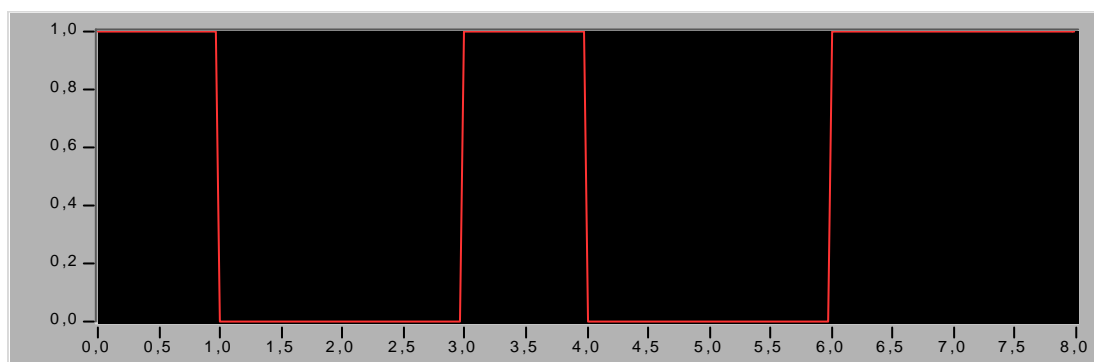
7.5 Resultater fra simuleringene

Det har blitt kjørt fem simuleringer hvor målet har vært å vise hvordan kombinasjonen av reflekterte signaler med ulik amplitude, lik/ulik fase og variasjon i ankomsttid påvirker og korrupperer det summerte signalet som går til demodulatoren. I tillegg vises det også hvordan de nevnte faktorene påvirker konstellasjonsdiagrammet og regenereringen av det opprinnelige datamønsteret.

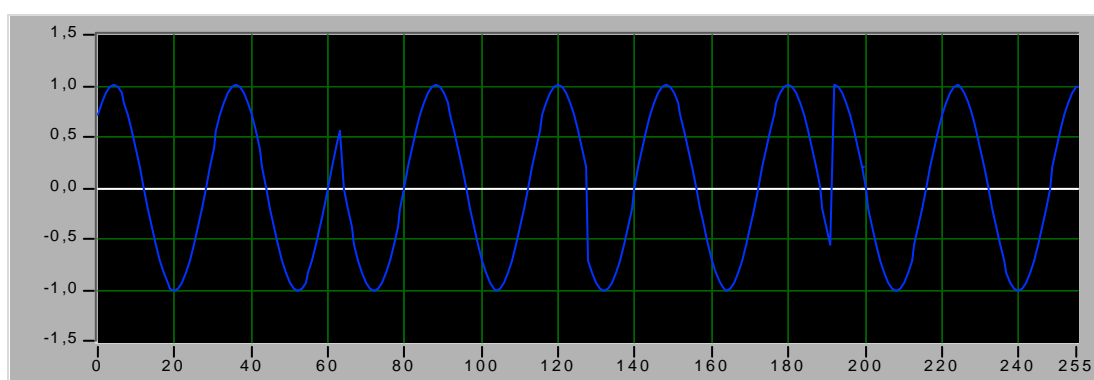
Resultater fra simuleringene.

Den 1. simuleringen illustrerer en ideell transmisjons situasjon. Et bitmønster moduleres hos senderen og sendes så over en ideell kanal til mottakeren, hvor signalet blir demodulert og bitmønsteret blir regenerert.

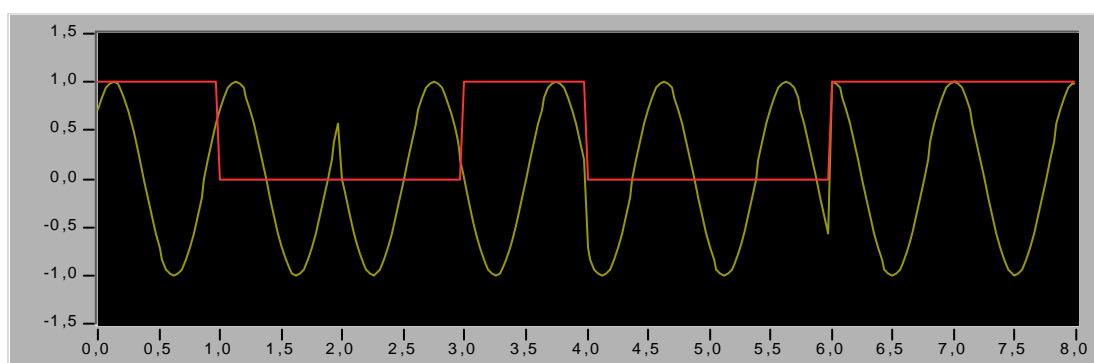
Som figur 2 og figur 3 viser er det modulerte signalet identisk med signalet inn på demodulatoren. Altså har signalet gått over en ideell kanal.



Figur 7.2 viser signalet for bitmønsteret 10010011.



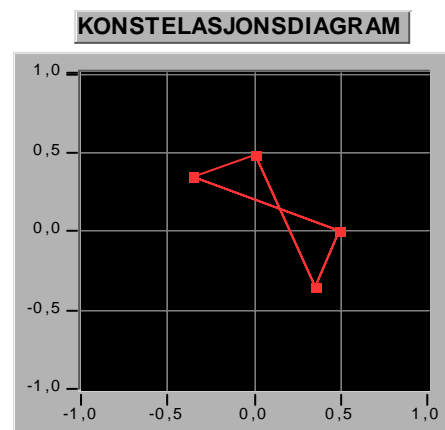
Figur 7.3 Det ideelle direkte signalet (LoS) fra sender, over transmisjonskanalen frem til mottakeren.



Figur 7.4 Det modulerte signalet ved inngangen til demodulatoren, i tillegg til bitmønsteret.



Figur 7.5 Bitfeiltelleren indikerer at det mottatte signalet demoduleres og tolkes riktig.

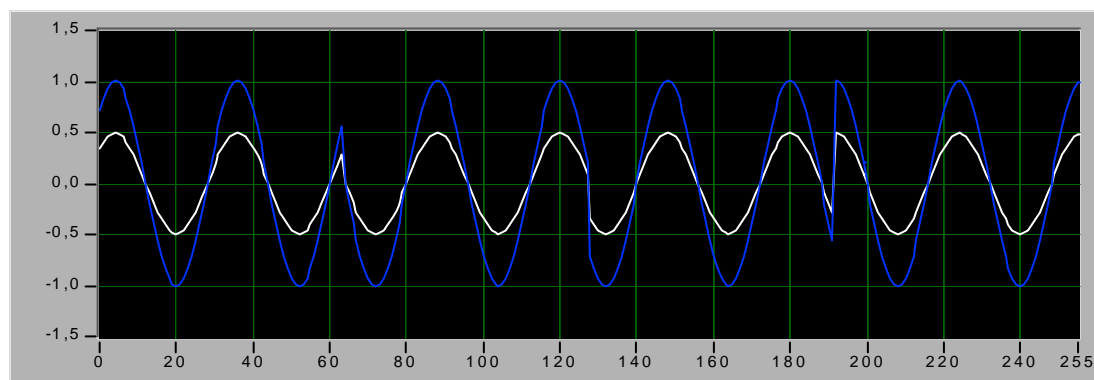


Figur 7.6 Et "øyeblikks-bilde" av konstellasjonsdiagrammet

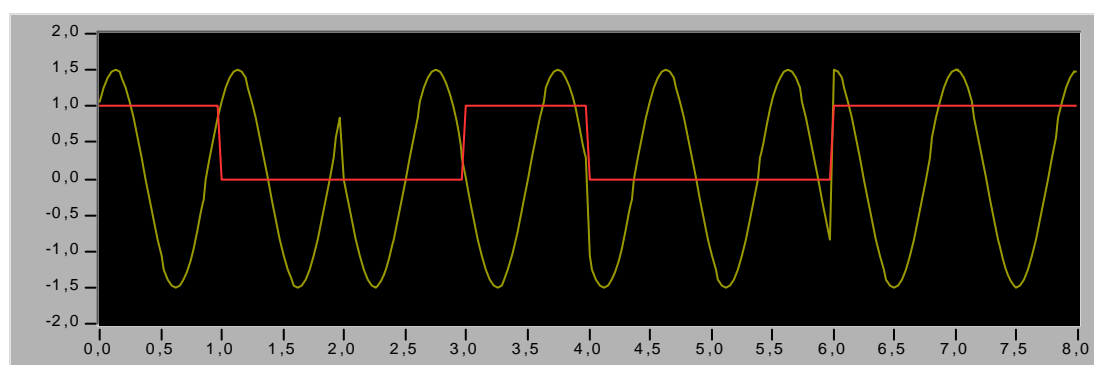
Konstellasjonsdiagrammet vist i figur 5 for den ideelle transmisjonen vil være referanse for tilsvarende diagram fra de øvrige simuleringen. Man ser også av bitfeiltelleren at det opprinnelige signalet regenereres korrekt.

Simulering nr 2

I denne sekvensen betraktes de to sterkeste av de reflekterte signalene i figur 1, hvorav det ene er betydelig svekket i forhold til det andre. Begge signalene ankommer mottakerantenna uten at de er faseforskjøvet i forhold til hverandre, og utvirker dermed konstruktiv interferens. Dette betyr at det signalet som føres til demodulatoren vil ha en høyere amplitude enn det "ønskelige" signalet.



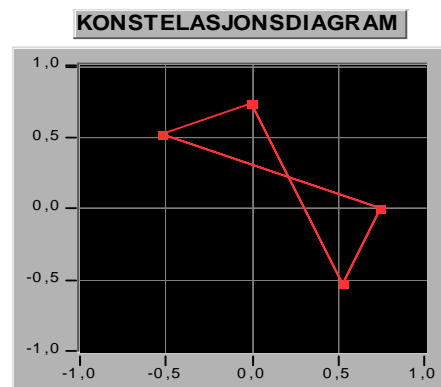
Figur 7.7. De to sterkeste signalene i multipahten.



Figur 7.8 Bitmønsteret og signalet inn til demodulatoren. (---, ---)



Figur 7.9 Bitfeiltelleren indikerer birfeil.

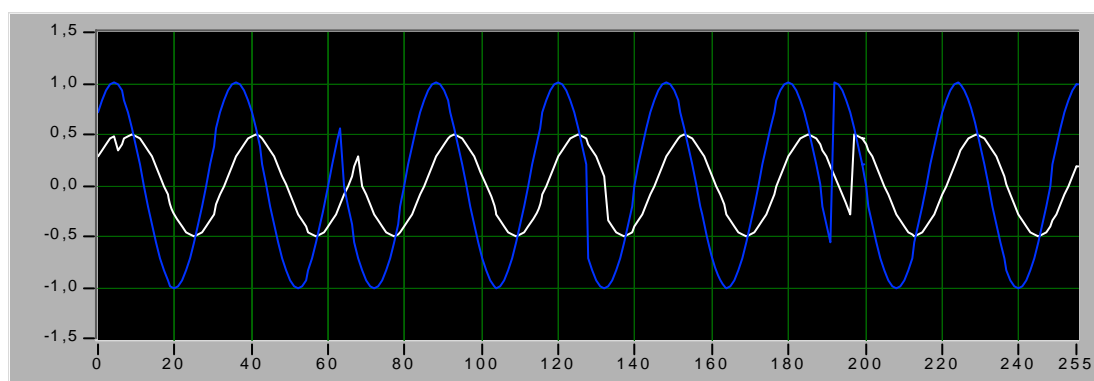


Figur 7.10 Forandring i diagrammet vs 1.simulering.

Signalet inn til demodulatoren har blitt "forsterket" på grunn av konstruktiv interferens, og som man ser av "øyeblikksbildet" av konstallasjonsdiagrammet så har diagrammet fått en viss forskyvning. Bitfeiltelleren indikerer at det vil oppstå feil i detekteringen og rekonstruksjonen av bitmønsteret på grunn av den økte amplituden til "inn-signalet". Altså vil konstruktiv interferens føre til feil ved rekonstruksjon av det opprinnelige bitmønsteret.

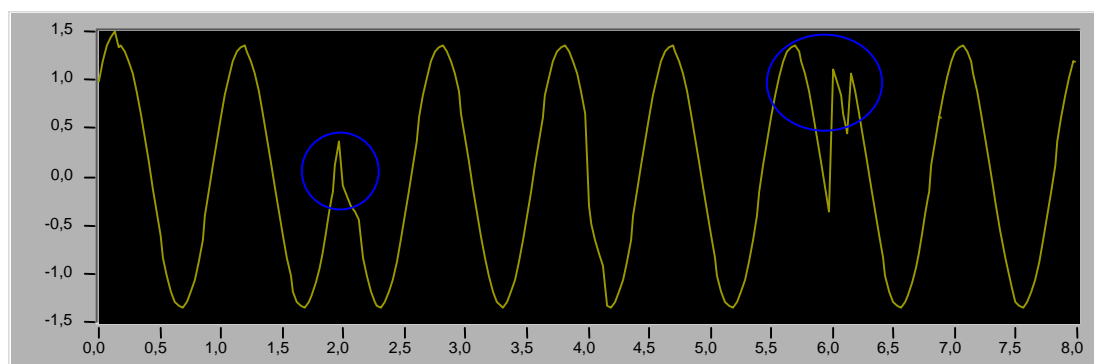
Simulering nr 3

Her kan man se de to sterkeste av de reflekterte signalene, Figur 7.11, hvor det signalet med lavest amplitude (0.5 V) forutsettes å ankomme mottakerantennen $t_d \approx 5,26\mu s$ forsinket i forhold til det andre. En slik forsinkelse utgjør en forskjell i gangavstand for de to signalene som tilsvarer $L_d \approx 696$ m.

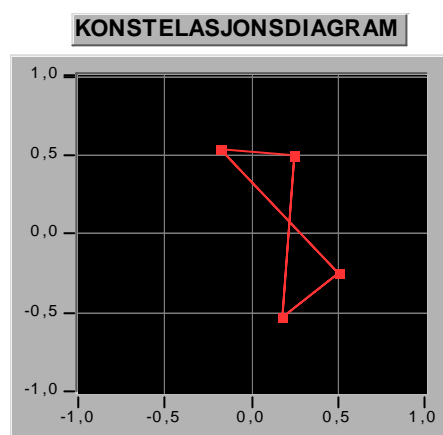


Figur 7.11 To reflekterte signaler, hvorav det ene er noe forsinket i forhold til det andre.

Som man kan se av skjermutskriften fra scopet, Figur 7.12, så medfører forsinkelsen en "korrupsjon" av det summerte signalet inn til demodulatoren. Denne korrupsjonen er spesielt fremtredende i det området av signalet hvor faseskiftet inntreffer. Dette kan medføre uriktig tolkning av signalet og derfor vil det oppstå feil i rekonstruksjonen av bitmønsteret.



Figur 7.12 Det korruperte signalet inn på demodulatoren.

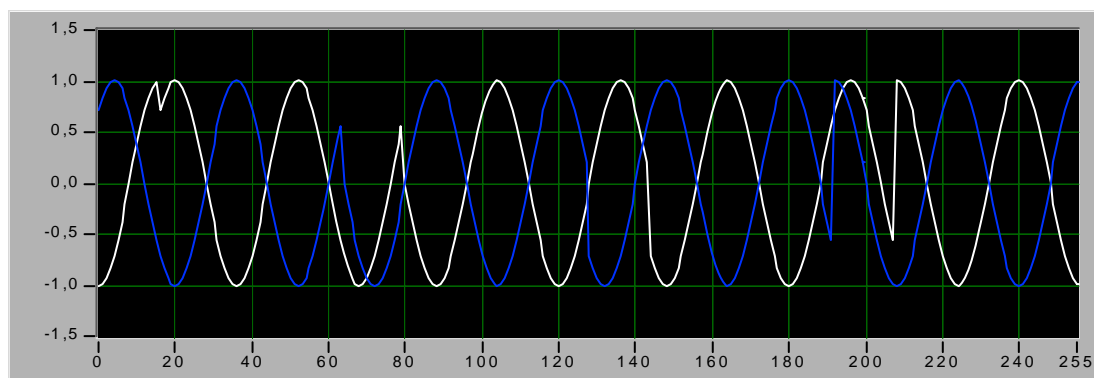


Figur 7.14 Et meget forvrengt diagram.

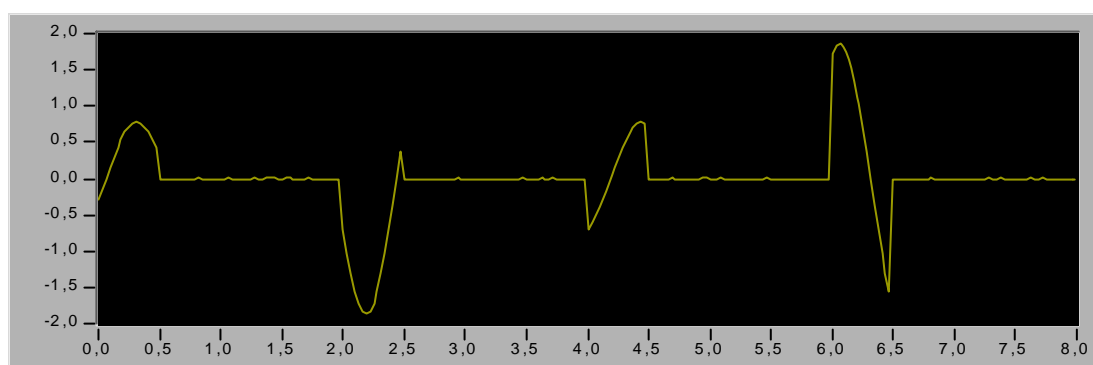
Som følge av at de to reflekterte signalene har ulik ankomstid, og dermed forskjell i fase, vil korrupsjonen av det summerte signalet også i sterk grad påvirke konstallasjonsdiagrammet. Følgen er et diagram mye forskjøvet i forhold til hva det egentlig skulle ha vært. Ved å sammenligne diagrammet i figur 13 med diagrammet i figur 4 så ser man forskjellen tydelig.

Simulering nr 4

I denne tenkte situasjonen har de to reflekterte signalene samme amplitude, men det ene signalet (det hvite) har en forsinket ankomst i forhold til det andre tilsvarende en halv bølgelengde, se figur 14. Når et slikt tilfelle oppstår får man det som kalles destruktiv interferens. Det vil si at de to signalene tilnærmelsesvis opphever hverandre slik at det summerte signalet inn til demodulatoren blir omtrent lik null. Men i de områdene i signalet hvor faseskift inntreffer vil det oppstå peek-verdier. Figur 15 illustrerer dette.



Figur 7.15 De to reflekterte signalene har samme amplitude, men forskjellig fase.

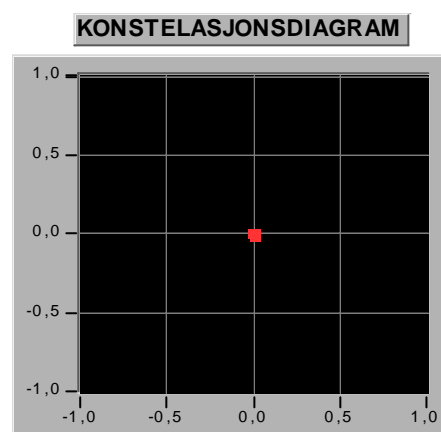


Figur 7.16 Det korrupterte signalet inn til demodulatoren.

På grunn av at signalet tilnærmet har blitt "nullet ut" og kun noen peek-verdier oppstår ved faseskift blir det naturligvis betydelig bitfeil. Dette indikeres også av bitfeiltelleren. Det blir naturlig nok ikke dannet noe konstellasjonsdiagram i denne situasjonen da både i- og q-verdiene i demodulatoren vil være \approx null.



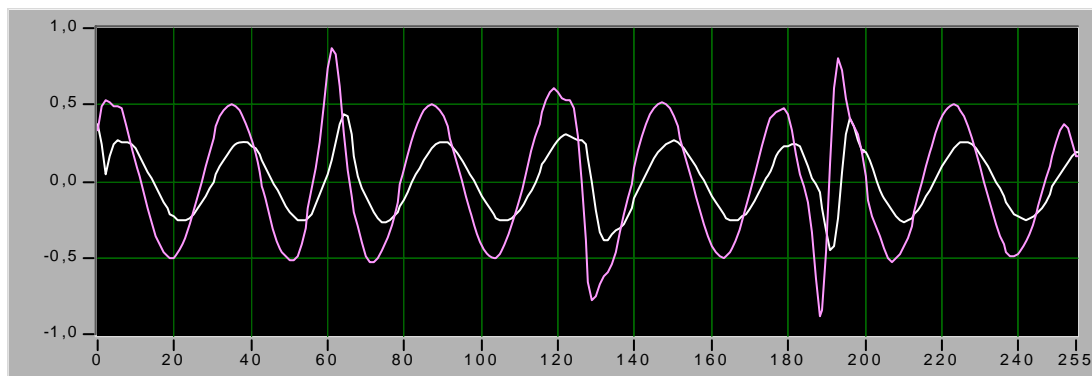
Figur 7.17 Betydelig bitfeilrate oppstår.



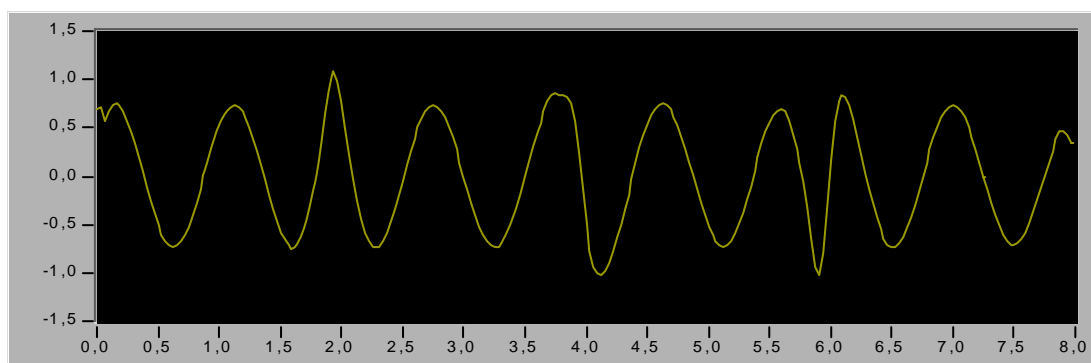
Figur 7.18 Signalet er så korruptert at det ikke dannes noe konstellasjonsdiagram.

Simulering nr 5

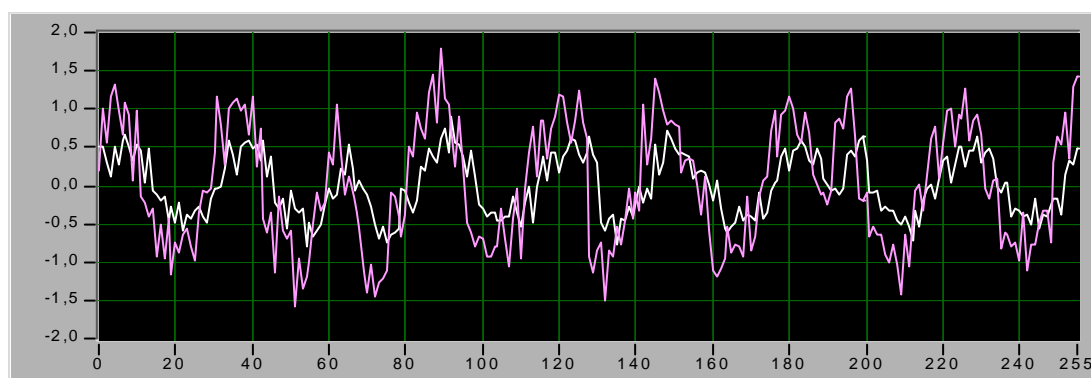
Denne simuleringen viser resultatet når de to reflekterte signalene, med en liten Δt , båndpassfiltreres før reusultatsignalet demoduleres.



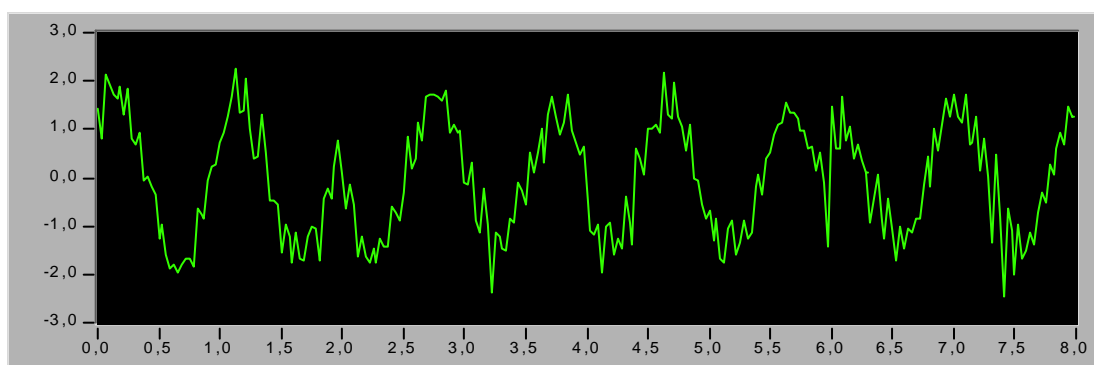
Figur 7.19 Båndpassfiltrerte signaler



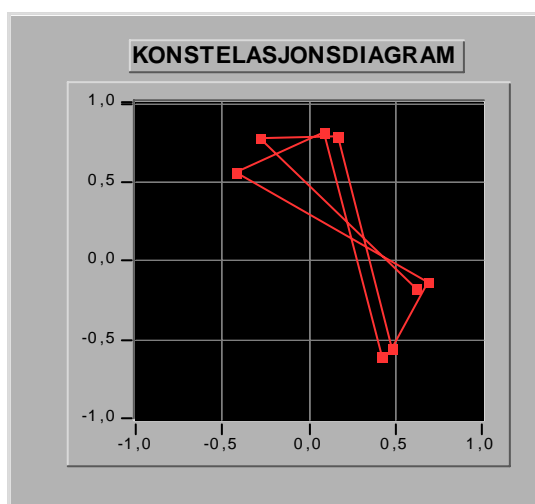
Figur 7.20 Signalet på inngangen til demodulatoren



Figur 7.21 De samme signalene som i Figur 7.19, men nå påvirket av Gausisk støy.



Figur 7.22 Modulert støypåvirket signal på inngangen til demodulatoren



Figur 7.23 Forvrent fasediagram pga at det modulerte signalet har blitt utsatt for betydelig støy i overføringen.

8 FORSLAG TIL VIDERE ARBEIDE

Fordi det ble for lite tid til å sette seg godt nok inn i LabView, ble ikke modellen god nok til at det med sikkerhet kan sies at simuleringene gir et korrekt bilde av problematikken. Derfor er det nødvendig å forbedre denne på enkelte områder. Det dreier seg da spesielt om den biten som behandler forsinkelser og variasjon av signalene. Med andre ord bør modelleringen av kanalen forbedres. Forøvrig vil det nok være på sin plass å utføre beregninger hvor bitenergien trekkes inn som parameter ifm beregninger av sannsynligheten for feiltolkning av bit-verdier.

Resultatene fra beregninger og simuleringer bør verifiseres gjennom tester og målinger i et reelt system. Først da kan det med sikkerhet fastslås om lange radioreflekser er et problem i TETRA sammenheng.

9 FORSLAG TIL FORBEDRINGER/ELIMINERING AV ISI I TETRA

Kanalutjevning, diversitet og kanalkoding er tre teknikker som kan anvendes hver for seg eller i kombinasjon med hverandre, for å oppnå akseptabel kvalitet på det mottatte signalet.

Kanalutjevning kompenserer for intersymbolinterferens (ISI) som inntreffer i flerveis kanaler hvor signalet blir spredd i tid. Dersom modulasjons båndbredden overstiger radiokanalens koherente båndbredde så vil ISI inntreffe og de modulerte signalpulsene vil bli spredd i tid. Implementering av kanalutjevner i mottakeren kompenserer for misforholdet mellom kanal amplituden og forsinkelseskarakteristikken. Kanalutjevneren må være adaptiv siden kanalen generelt er ukjent og varierende i tid.

KONKLUSJON

I denne oppgaven har jeg presentert problemstillingen rundt intersymbol interferens i TETRA, og kommet med forslag til forbedringer. Det er i tillegg også presentert teorier og teknologier som er viktige for forståelsen av problemstillingen.

Ofte er det flere faktorer i samspill som kan bidra til eller skape interferens og derfor komplisere fenomenet.

I motsetning til andre former for interferens er intersymbol interferens et signalavhengig fenomen. Det betyr at når en transmisjon av informasjon er ferdig er problemet med intersymbol interferens ikke lenger tilstede. Resultatet av ISI er at en mottatt puls, som tilsvarer et bestemt datasymbol, vil bli påvirket av siste del ("halen") av den pulsen som tilsvarte forrige symbol, og/eller den første delen av den påfølgende pulsen, altså det påfølgende symbol.

Andre mobiltelefon systemer, f.eks. GSM, har implementert mekanismer som kompenserer for intersymbol interferens. For TETRA er det definert tre kategorier mobilstasjon mottakere, men kun én er spesifisert med kanalutjevner. Denne mottakeren tilhører ikke den gruppen som vil det være mest normalt å ta i bruk. Begrunnelsen for ikke å implementere kanalutjevner i utstyret kommer nok i første rekke av den relativt lave bitraten (36kbit/s), i kombinasjon med det frekvensområdet som inntil videre vil være mest aktuelt for TETRA (380 – 420 MHz)

Problemstillinger rundt intersymbolinterferens er noe utstyrsprodusenter og systemplanleggere hele tiden må ha i tankene. Produsentene må blant annet ta hensyn til kompleksitet og kostnader når det gjelder utstyr. Systemplanleggere må fokusere på miljøet utstyret skal benyttes i, blant annet topologi og bebyggelse.

Basert på de beregninger som er utført mener jeg at muligheten for at intersymbol interferens skal inntreffe er størst når forsinkelsen av signal ligger i området 3µs til 12 µs.

Resultatet må verifiseres ved målinger og tester i et virkelig system før det eventuelt kan hevdes at utstyrsprodusentene må foreta endringer i utstyr.

Referanser

- [1] J Dunlop, D Girma, J Irvine : "Digital Mobile Communications and the TETRA System" 10-11. John Wiley & Sons Ltd. ISBN 0-471-98792-1
- [2] J D Gibson : "The Mobile Communications Handbook". CRC Press Inc. ISBN 0-8493-8573-3
- [3] T S Rappaport : "Wireless communications, Principles & Practice". Prentice-Hall Inc. ISBN 0-13-375536-3
- [5] S Haykin : "Communication systems". John Wiley & sons Inc. ISBN 0-471-57176-8
- [6] T Riksaasen : "Telematikknett". Universitetsforlaget. ISBN 82-00-41489-2
- [7] European Telecommunication Standard Institutes(ETSI), ETS 300 395-2, 'TETRA; Speech codec for fullrate traffic channel; Part 2 TETRA codec. Feb 1997.
- [8] Steel R : "Mobile Radio Communications", Pentech Press, London, 1994. ISBN 0-7273-1406-8, kapittel 3.
- [9] E Y Ho and Y S Yeh : "A New Approach for Evaluating Error Probability in the Presence of Intersymbol Interference and Additive Gaussian Noise". Bell System Technical Journal, vol. 49, November 1970, pp. 2249-2266.
- [10] National Instruments Corporation : "Function and VI Reference Manual, LabView". 321526B-01 Jan 1998.
- [11] National Instruments Corporation : "User Manual, LabView". 320999B-01 Jan 1998.
- [12] National Instruments Corporation : "G Programming Reference Manual, LabView". 321296B-01 Jan 1998.

Referanser på Internett:

www.tetraforum.no
http://www.nokia.com/networks/pmr/tetra_system/index.html
http://www.telelaboratoriet.dk/side01_5.htm
<http://www.mot.com/LMPS/RNSG/EMEA/systems/dimetra.htm>
<http://www.tetramou.com>
<http://www.tetraamba.dk>
<http://www.etsi.org>
<http://www.dolphin.uk>

Oppgavedefinisjon

(Slik den opprinnelig var. Som beskrevet i 1.2 ble den imidlertid noe endret da andre del, målinger og tester, måtte utgå.)

Oppgaven går primært ut på å undersøke om lange radioreflekser i et multipath miljø kan skape/forårsake intersymbolinterferens (ISI) i et TETRA system. I denne sammenheng er det pekt på som et mulig problem at dagens TETRA terminaler ikke er utstyrt med equalisere. Det er ønskelig å verifisere problemet, og i den grad det er mulig, avdekke konsekvensene av dette.

Oppgaven vil bli forsøkt delt inn i to faser:

- Den første fase vil være grundige litteraturstudier med fokus på ISI og TETRA spec, da i første rekke radiointerfacet. Dette skal gi innsikt i system og problematikk. I tillegg skal det gi grunnlag for å utføre teoretiske/ matematiske beregninger som kan avspeile den nevnte problematikken og mulige konsekvenser. Til slutt i første fase utarbeides et testoppsett for gjennomføring av målinger og tester i praksis.
- Andre og siste fase vil omfatte gjennomføring av de nevnte målinger og tester, samt sammenligning og vurdering av resultatene med teoretiske beregninger. Disse testene vil bidra til bedre innsikt i hvordan et evt ISI problem fortoner seg i praksis. Dersom beregninger og tester avdekker et ISI problem i TETRA systemet, foreslå mulige løsninger.